

THÈSE

présentée
pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE
Spécialité : Génie Électrique et Automatique

par

Jérôme FAUCHER

Ingénieur de l'École Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique, d'Informatique
et des Télécommunications

DEA Systèmes Automatiques de l'INPT

Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue

soutenue le 26 septembre 2006 devant le jury composé de :

Mr.	Daniel	HISSEL	Président
Mr.	Laurent	FOULLOY	Rapporteur
Mr.	Benoit	ROBYNS	Rapporteur
Mr.	Jean	FAUCHER	Examineur
Mr.	Cyril	VAUCORET	Examineur
Mr.	Pascal	MAUSSION	Directeur de thèse

Résumé

Les commandes à base de logique floue ont connu un succès croissant depuis la fin du siècle dernier, notamment dans le domaine du génie électrique. Celles-ci apportent en effet une amélioration significative des performances par rapport à des commandes linéaires plus classiques. Cependant, les paramètres de ce type de commande sont nombreux et délicats à régler. Le fil conducteur de ces travaux consiste alors à proposer des méthodologies de réglage simples pour des commandes à base de logique floue dédiées à des systèmes électrotechniques.

La procédure de réglage proposée repose sur l'utilisation de la méthodologie des plans d'expériences. Celle-ci permet d'étudier un ou plusieurs critères en organisant un minimum d'essais. De ce fait, en réalisant une étude sur le système expérimental ou en simulation, il est possible d'obtenir des informations conduisant à la définition d'un réglage simple du correcteur étudié. De plus, l'existence de logiciels dédiés permet de mettre en œuvre rapidement et simplement cet outil sans passer par une phase de formation importante.

À fin de validation expérimentale, cette méthodologie a été utilisée pour régler différentes structures reposant sur la logique floue et commandant des convertisseurs statiques de natures distinctes répondant à des cahiers des charges spécifiques pour des objectifs multiples ou non et prenant en compte la notion de robustesse :

- hacheur buck de type DC/DC ayant une réponse indicielle de type sous-amortie pour un objectif temporel mono-critère,
- redresseur boost à absorption sinus de type AC/DC pour un objectif temporel multi-critère,
- hacheur mode courant de type DC/DC ayant une réponse indicielle de type sur-amortie pour un objectif fréquentiel multi-critère.

L'application de la procédure de réglage proposée à ces trois systèmes a donné des résultats remarquables montrant ainsi l'intérêt de cette approche méthodologique.

Mots-clefs

- Commande floue
- Surfaces de réponses
- Réglage fréquentiel
- Convertisseurs statiques
- Plans d'expériences
- Commande robuste
- Réglage multicritères
- Méthodologie de réglage

Abstract

Fuzzy-logic-based controllers are widely used in various applications, mainly because of advantages such as the dynamic performances or the robustness. Nevertheless, the control parameters are numerous and rather delicate to tune. The objective of this study is then to propose a simple methodology to tune fuzzy controllers dedicated to electromechanical systems. This methodology relies on experimental designs. The principle consists in scheduling experiments so as to obtain for a specific issue the most accurate information with a minimum number of experiments, leading to the tuning of the controller. This methodological tool is easy to use through specific software. The experimental validation of the methodology is realised on three different systems (DC/DC or AC/DC converters with under or over damped behaviour) with the following specifications : mono or multi objective criteria, temporal or frequential properties, taking into account robustness.

Keywords

- Fuzzy control
- Response surface
- Robustness
- frequency domain
- Experimental designs
- Tuning methodology
- Power converters
- Multicriteria objective

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein de l'équipe Commande et Diagnostic des Systèmes Électriques (CODIASE) du Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique Industrielle (LEEI) situé à l'École Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique, d'Informatique et des Télécommunications (ENSEEIHT) de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT). Ces travaux ont pu aboutir au présent manuscrit de par les nombreuses contributions que j'ai pu recevoir.

En premier lieu, je remercie Messieurs Yvon Cherron et Maurice Fadel, directeurs du LEEI, pour m'avoir permis de réaliser mes travaux de recherche au sein du LEEI.

Je remercie également les membres du jury :

- Monsieur Daniel Hissel, Professeur des Universités à l'Université de Franche-Comté, pour avoir accepté de présider ce jury,
- Monsieur Laurent Foulloy, Professeur des Universités à l'Université de Savoie et directeur de l'École Supérieure d'Ingénieurs d'Annecy (ESIA), pour avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse,
- Monsieur Benoit Robyns, Professeur des Universités à l'École des Hautes Etudes d'Ingénieur (HEI) et responsable de l'équipe Réseaux Électriques et Systèmes Electro-énergétiques, pour avoir également accepté d'être rapporteur de cette thèse,
- Monsieur Cyril Vaucoret, Ingénieur chez Liebherr-Aerospace Toulouse SA, pour avoir accepté de participer à ce jury,
- Monsieur Jean Faucher, Professeur des Universités à l'ENSEEIHT, pour avoir accepté de participer à ce jury et pour les échanges fructueux que nous avons pu avoir,
- Monsieur Pascal Maussion, Maître de Conférences au LEEI et à l'IUFM, responsable du groupe de recherche CODIASE, pour avoir dirigé mes travaux de thèse. Je lui suis très reconnaissant pour la confiance qu'il m'a témoignée. Ces trois années passées à travailler à ses côtés ont été extrêmement enrichissantes.

Ce travail n'aurait pu aboutir expérimentalement sans l'aide précieuse d'Olivier Durrieu, à qui j'exprime ma gratitude ainsi qu'à l'équipe technique et informatique et à tout le personnel administratif.

Les travaux présentés sont largement tributaires des nombreux stagiaires qui ont travaillé avec moi. Je remercie notamment Abderrahmane MAMI, Alexandre Tonero et Damien Bidart pour le travail remarquable qu'ils ont produit.

Je salue l'aide et la disponibilité de Bruno Sareni, qui m'a guidé à travers les méandres des méthodologies d'optimisation.

Je tiens à saluer plus globalement toutes les personnes du laboratoire qui ont contribué à créer une ambiance de travail agréable tout en prenant du temps pour apporter leur aide quand elle était nécessaire ; plus spécialement le bureau magique F302, Anne Marie Lienhardt, Frédéric Alvarez, François Pigache, Jérôme Mavier, Vincent Baheux, Radoslova Mitova, Afef Ben Abdeghani, Vincent phlippoteau, Cédric Baumann et Julien Saint-Araille, mais aussi Martin Blödt, Gianluca Postiglione, Lauric Garbuio, Nicolas Roux, Guillaume Fontes, Bayram Tounsi, l'équipe des Mignons et tous les autres.

Enfin, un grand merci à mes parents pour toutes les relectures que je leur ai infligées et qu'ils ont effectuées avec plaisir ainsi qu'à toute ma famille pour leur soutien.

Si gandurile mele se indreapta pentru totdeauna spre Monica...

Table des matières

Introduction générale	1
1 Commande floue et méthodologies de réglage	5
1.1 Introduction	5
1.2 Contrôle flou	6
1.2.1 Logique floue et ensembles flous	7
1.2.2 Principe d'une commande floue	8
1.2.3 Moteur d'inférences floues	9
1.2.4 Choix des éléments du moteur d'inférences floues	10
1.2.5 Correcteurs flous de type <i>PI</i> et <i>PID</i>	13
1.2.5.1 Correcteurs flous de type <i>PI</i>	13
1.2.5.2 Correcteurs flous de type <i>PID</i>	14
1.2.5.3 Réalisation numérique et équivalence	15
1.3 Méthodologies de réglage	15
1.3.1 Algorithmes d'optimisation	15
1.3.2 Systèmes experts à base de logique floue	17
1.3.3 Réseaux de neurones	17
1.3.4 Méthodes H_∞ et <i>LMI</i>	18
1.3.5 Plans d'expériences	18
1.4 Conclusion	21
2 Plans d'expériences	23
2.1 Introduction	23
2.2 Présentation des plans d'expériences	24
2.2.1 Aperçu historique	24
2.2.2 Principe	24
2.3 Étude des effets des facteurs	25
2.3.1 Plans factoriels complets	25
2.3.2 Modèle mathématique	28
2.3.3 Plans factoriels fractionnaires	30
2.3.4 Générateurs d'aliases	31
2.3.5 Analyse de la variance	36
2.3.6 Estimation de l'erreur expérimentale sur un effet	36
2.3.7 Estimation de l'erreur expérimentale	37
2.4 Surfaces de réponses	39
2.4.1 Définition du modèle	40

2.4.2	Les plans composites centrés	41
2.4.3	Analyse des résultats	46
2.4.4	Analyse statistique des résultats	48
2.4.5	Recherche de l'optimum	51
2.5	Désirabilité	56
2.6	Conclusion	58
3	Réglage temporel mono critère pour des systèmes sous-amortis	59
3.1	Introduction	60
3.2	Structure du système	61
3.2.1	Système étudié	61
3.2.2	Critère de réglage	62
3.3	Correcteurs linéaires	63
3.3.1	Correcteur PID linéaire	63
3.3.2	Commande par retour d'état	65
3.4	Retour proportionnel dérivé et commande PID floue	68
3.4.1	Retour proportionnel dérivé	69
3.4.2	Structure complète de la commande	71
3.4.3	Réglage des paramètres de la commande	72
3.4.4	Extension du domaine de validité des réglages par les plans d'expériences	73
3.4.5	Domaine de validité	75
3.4.6	Surfaces de réponses	77
3.5	Retour d'état flou	82
3.5.1	Structure de la commande	82
3.5.2	Plans d'expériences	84
3.5.3	Augmentation du nombre de fonctions d'appartenance	88
3.6	Comparaisons des différentes commandes	93
3.7	Conclusion	96
4	Réglage temporel multi critères pour des systèmes sur amortis	99
4.1	Introduction	99
4.2	Structure du système	101
4.2.1	Système étudié	101
4.2.2	Critères de réglage	103
4.3	Correcteurs commandant le système	105
4.3.1	Correcteurs linéaires	105
4.3.2	Structure du correcteur flou	107
4.4	Méthodologie des plans d'expériences pour l'étude des effets des fac- teurs	108
4.4.1	Plan factoriel fractionnaire	108
4.4.2	Plan de "dégrossissage"	110
4.4.3	Plan d'étude des effets	111
4.4.4	Pondération des critères	112
4.5	Surfaces de réponse	115
4.5.1	Plan composite centré	117

4.5.2	Analyse statistique	117
4.5.3	Recherche de l'optimum	120
4.6	Comparaison des différentes méthodes de réglage	122
4.7	Conclusion	123
5	Réglage fréquentiel multi critères	125
5.1	Introduction	125
5.2	Structure du système	127
5.2.1	Structure du correcteur flou	127
5.2.2	Système étudié	128
5.2.2.1	Modèle d'un système de type passe bas	128
5.2.2.2	Système expérimental	128
5.3	Analyse fréquentielle	131
5.3.1	Approximation au premier harmonique	131
5.3.2	Mise en oeuvre expérimentale	132
5.4	Caractérisation fréquentielle	134
5.5	Critères fréquents	136
5.5.1	Critères de réglage fréquents usuels	136
5.5.2	Critère composite	140
5.6	Réglage fréquentiel	142
5.6.1	Application au modèle d'un système de type passe bas	143
5.6.2	Application au système expérimental	148
5.7	Comparaison des différents réglages	151
5.8	Limites de la méthodologie proposée	153
5.9	Conclusion	155
	Conclusion générale	157
A	Tables d'expériences	I
A.1	Introduction	I
A.2	Plans factoriels fractionnaires	I
A.2.1	Plan factoriel fractionnaire 2_{IV}^{8-4}	II
A.2.2	Plans factoriels fractionnaires 2_{IV}^{9-4}	IV
A.3	Surfaces de réponse	VII
A.4	Conclusion	VIII
B	Algorithme d'optimisation local géométrique	IX
B.1	Introduction	IX
B.2	Algorithme d'optimisation	IX
	Bibliographie	XIII

Table des figures

1.1	Exemple de fonctions d'appartenance	7
1.2	Structure générale d'une commande floue	8
1.3	Structure du correcteur flou de type PD	9
1.4	Fonctions d'appartenance sur les entrées	11
1.5	Fonctions d'appartenance sur la commande	12
1.6	Correcteur flou de type PI	14
1.7	Correcteur flou de type <i>PID</i>	14
1.8	Principe de l'identification des paramètres	19
2.1	Emplacement des points expérimentaux dans le domaine expérimental	26
2.2	Distribution normale	37
2.3	Table de distribution de la loi de Student	38
2.4	Plan composite centré pour l'étude de deux facteurs	42
2.5	Exemple de graphe d'adéquation du modèle	47
2.6	Exemple d'estimation d'une surface de réponse	48
2.7	Exemple d'analyse des résidus	52
2.8	Evolution du rayon R en fonction de μ	56
2.9	Désirabilité	57
3.1	Hacheur commandé en tension	61
3.2	Structure expérimentale	62
3.3	Test de performance	63
3.4	Structure de la commande linéaire	63
3.5	Réponses temporelles en boucle fermée avec le correcteur PID réglé par placement de pôles	65
3.6	Structure du retour d'état linéaire	65
3.7	Commande par retour d'état linéaire et action intégrale	66
3.8	Lieu des pôles garantissant un amortissement relatif optimal	67
3.9	Réponses temporelles pour le retour d'état linéaire	68
3.10	Réponses temporelles en simulation pour d'autres références de ten- sion avec le retour d'état linéaire	68
3.11	Réponses temporelles expérimentales pour différentes références de tension avec le retour d'état linéaire	69
3.12	Retour proportionnel dérivé	70
3.13	Structure de la commande constituée par un correcteur PID flou et un retour dérivé	71

3.14 Réponse indicielle en boucle ouverte pour l'identification des paramètres	73
3.15 Réponses temporelles pour le correcteur PID flou associé au retour dérivé	75
3.16 Réponses temporelles en simulation pour une autre référence	75
3.17 Sensibilité du critère IAE en fonction du rapport entre les éléments T et τ pour les réglages pré-établis étendus	76
3.18 Domaine de validité	76
3.19 Evolution du minimum du critère en fonction du rayon de l'hyper-sphère	79
3.20 Direction de descente du critère IAE en fonction des paramètres K_i et gm	80
3.21 Réponses temporelles pour le pseudo retour d'état flou après optimisation par les surfaces de réponses	81
3.22 Réponses temporelles en simulation pour une autre référence	81
3.23 Réponses temporelles en simulation pour une charge de 20Ω	82
3.24 Retour d'état flou	83
3.25 Surfaces de commande des retours d'états flous et linéaires	87
3.26 Réponses temporelles du retour d'état flou 1	87
3.27 Réponses temporelles en simulation pour une charge de 20Ω	88
3.28 Réponses temporelles en simulation de la commande par retour d'état flou 1 pour différentes références	88
3.29 Réponse temporelle expérimentale pour le retour d'état flou 2	90
3.30 Retour d'état flou	91
3.31 Surface de commande du retour d'état flou 2	91
3.32 Réponse temporelle pour une charge de 20Ω avec le retour d'état flou 2	92
3.33 Diagramme d'état lors du test de performances	92
3.34 Réponses temporelles en simulation pour une autre référence	93
3.35 Comparaison des différents correcteurs	94
3.36 Comparaison des différents correcteurs pour des variations de références et de charge	96
4.1 Montage expérimental	101
4.2 Structure du système étudié	102
4.3 Test de performance	104
4.4 Structure de la régulation en courant et tension	105
4.5 Asservissement en courant (A)	106
4.6 tension de sortie pour le correcteur linéaire PI	107
4.7 Correcteur flou de type PI	108
4.8 Valeurs du critère IAE pour chacune des expériences	112
4.9 Tension de sortie pour les deux réglages du correcteur flou	113
4.10 Courant réseau pour le <i>reglage2</i>	114
4.11 Tension de sortie correspondant au <i>reglage3</i>	116
4.12 Test graphique d'adéquation du modèle	118
4.13 QQ-plot des résidus	119

4.14	Surface de réponse de l' <i>IAE</i> en fixant <i>gm</i>	121
4.15	Tension de sortie correspondant au <i>reglage4</i>	121
4.16	Comparaison graphique des différents correcteurs	123
5.1	Structure du correcteur flou	128
5.2	Schéma de simulation du modèle	129
5.3	Maquette du hacheur	129
5.4	Hacheur en mode courant	130
5.5	Structure classique	132
5.6	Structure feed forward	133
5.7	Réponses indicielles pour les réglages pré-établis robustes	135
5.8	Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages pré-établis robustes	135
5.9	Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par l'algorithme d'optimisation présenté en annexe 2 et pour différentes valeurs de la résistance de sortie	136
5.10	Marge de module	137
5.11	Tracé des marges de modules dans Black	139
5.12	Marge de retard	139
5.13	Gabarit vertical dans Black	141
5.14	Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par les plans d'expériences pour un critère défini au moyen du gabarit vertical	144
5.15	Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par les plans d'expériences	144
5.16	Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par l'algorithme d'optimisation	145
5.17	Prise en compte de la marge de module lors du réglage du correcteur flou	146
5.18	Prise en compte de la marge de retard lors du réglage du correcteur flou	147
5.19	Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par l'algorithme d'optimisation	149
5.20	Lieu de transfert en boucle ouverte dans Bode pour les réglages donnés par l'algorithme d'optimisation	150
5.21	Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par l'algorithme d'optimisation et pour différentes valeurs de la résistance de sortie	150
5.22	Réponses indicielles pour les réglages donnés par l'algorithme d'optimisation	151
5.23	Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour le PI linéaire	152
5.24	Lieu de transfert en boucle ouverte dans Bode pour le PI linéaire pour une résistance en sortie de 40Ω	152
5.25	Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour le PI linéaire et pour différentes valeurs de la résistance de sortie	153

5.26 Réponse indicielle pour le PI linéaire pour un cycle de test $200\Omega - 40\Omega - 200\Omega$	154
B.1 Principe de l'algorithme	X
B.2 Organigramme de l'algorithme	XI

Liste des tableaux

1.1	Table de règles antidiagonale	11
1.2	Réglages pré établis proposés par D.Hissel	20
2.1	Matrice d'expériences pour un plan factoriel complet à deux facteurs	26
2.2	Matrice d'expériences pour un plan factoriel fractionnaire à deux facteurs	30
2.3	Plans fractionnaires et nombre de facteurs étudiés	31
2.4	Plan 2^{8-4}	32
2.5	Résultats	34
2.6	Plan 2^{8-4}	35
2.7	Plan 2^{8-4}	36
2.8	Table de Student t	38
2.9	Conditions d'isovariance par rotation, de pseudo-orthogonalité et de précision uniforme	46
2.10	Tableau ANOVA : analyse de régression	50
3.1	Paramètres du système	62
3.2	Réglages pré-établis	72
3.3	Niveaux des facteurs pour les gains	74
3.4	Niveaux des facteurs pour les positions des fonctions d'appartenance	74
3.5	Réglages pré-établis étendus	74
3.6	Niveaux des facteurs	77
3.7	Résultat des essais	77
3.8	Tableau ANOVA : analyse de régression du modèle	78
3.9	Tableau ANOVA : analyse de régression des coefficients	78
3.10	Réglages optimaux	80
3.11	Table de règles du retour d'état flou	83
3.12	Paramètres initiaux du système	85
3.13	Niveaux des facteurs pour le plan de "dégrossissage"	85
3.14	Paramètres du système	85
3.15	Niveaux des facteurs pour le deuxième plan	86
3.16	Paramètres optimaux du système à l'issue du second plan d'expériences	86
3.17	Table de règles du retour d'état flou 2	89
3.18	Paramètres du système pour la commande par retour d'état flou 2 .	90
3.19	Résultat IAE pour une charge de 20Ω	92
3.20	Comparaison des différents correcteurs pour une référence de $60V$.	94

3.21	Robustesse des différents correcteurs pour des variations de références et de charge	95
3.22	Avantages et inconvénients des différentes structures de commande	97
4.1	Paramètres du système	102
4.2	Norme relative au rejet d'harmoniques sur le réseau public d'alimentation	104
4.3	Réglage initial du correcteur flou	110
4.4	Niveaux des facteurs pour le plan de "dégrossissage"	110
4.5	Réglage du correcteur flou à l'issue du plan de dégrossissage	111
4.6	Niveaux des facteurs pour le plan d'étude des effets	111
4.7	Effets des facteurs et des interactions sur les deux critères pour le plan d'étude des effets	111
4.8	Intervalles de confiance pour chacun des critères	112
4.9	Valeurs des paramètres pour le <i>reglage1</i> et le <i>reglage2</i>	113
4.10	Valeurs des critères pour chacun des réglages	113
4.11	Valeurs des paramètres du correcteur flou pour <i>reglage3</i>	115
4.12	Intervalles de confiance pour chacun des critères	115
4.13	Valeurs des paramètres du correcteur flou pour l'étude par surfaces de réponses	117
4.14	Valeurs des niveaux des facteurs pour l'étude par surfaces de réponses	117
4.15	Tableau ANOVA : analyse de régression	118
4.16	Tableau ANOVA : analyse de régression	119
4.17	Valeurs des paramètres du correcteur flou pour l'étude par surfaces de réponses	120
4.18	Comparaison des différents correcteurs	122
5.1	Paramètres du système	129
5.2	Valeurs des paramètres issues des réglages pré-établis robustes	134
5.3	Niveaux des facteurs pour le réglage fréquentiel	143
5.4	Réglage du contrôleur flou à l'issue du réglage par les plans d'expériences	143
5.5	Niveaux des facteurs pour le réglage fréquentiel	148
5.6	Paramètres du contrôleur flou à l'issue du réglage par les plans d'expériences	148
5.7	Réglage du contrôleur flou donné par l'algorithme d'optimisation	149
5.8	Valeurs des paramètres du PI linéaire réglées par la méthode de l'optimum symétrique	152
5.9	Comparaison temporelle des différents correcteurs	154
5.10	Performances des différents correcteurs	156
A.1	Plan 2^{8-4}	III
A.2	Plan 2^{9-4}	V

Introduction générale

Depuis la fin du siècle dernier, les commandes reposant sur la notion de logique floue connaissent un certain succès dans des domaines multiples incluant l'univers du génie électrique. Celles-ci apportent généralement une amélioration des performances par rapport à des commandes linéaires plus classiques tout en présentant l'avantage de pouvoir être définies au moyen d'une description linguistique. Celle-ci permet de transcrire relativement simplement l'expertise possédée sur les systèmes commandés. Cependant, les paramètres de ce type de commande sont nombreux et souvent délicats à régler. La complexité des structures ou des méthodes requises pour obtenir des réglages performants est notamment l'une des raisons qui limitent le développement de l'utilisation des commandes à base de logique floue dans le domaine industriel.

Afin de faciliter la procédure de réglage et de rendre l'utilisation de ce type de commande plus accessible, le fil conducteur des travaux réalisés dans ce mémoire a été de définir des procédures de réglage simples. Des correcteurs à base de logique floue sont ici dédiés à la commande de dispositifs du génie électrique et ont une mise en oeuvre aisée permettant d'être utilisés par des non spécialistes de la commande. Sous cette contrainte, des hypothèses simplificatrices devront être adoptées et il est alors évident que les réglages obtenus au moyen des méthodologies proposées peuvent rester moins performants que ceux donnés par des méthodes plus complexes, plus spécifiques ou plus spécialement adaptées au point de fonctionnement. Cependant, dans chacun des cas traités dans ces travaux, des comparaisons avec des structures utilisant des correcteurs linéaires classiques montreront que les performances apportées par des correcteurs flous réglés de cette manière leur seront supérieures.

La méthodologie de réglage proposée repose sur l'utilisation des plans d'expériences. Le principe de cette méthode permettant l'étude d'un ou plusieurs critères, consiste à définir différents niveaux pour chacun des paramètres à régler et à organiser des essais en faisant varier simultanément plusieurs paramètres. De ce fait, en réalisant un nombre réduit d'essais, soit expérimentalement et donc sans nécessité de posséder un modèle, soit en simulation, il est possible d'obtenir des informations conduisant à la définition d'un réglage simple du correcteur étudié. De plus, l'existence de logiciels dédiés permet de mettre en oeuvre rapidement et simplement cet outil sans passer par une phase de formation importante. Les procédures de réglage sont donc plutôt dédiées à un réglage expérimental sur site.

À des fins de validation, la procédure de réglage proposée va être mise en oeuvre sur différentes problématiques. Pour la thématique considérée, c'est-à-dire le réglage de commandes à base de logique floue dédiées à des systèmes électrotechniques, différents objets de natures distinctes peuvent être associés. Parmi ceux-ci, les catégories suivantes sont distinguées :

- la structure de la commande, c'est-à-dire le type de correcteur, PID flou ou retour d'état flou,
- la nature des systèmes commandés, dont la réponse indicielle est de type sur-amorti ou sous-amorti. Ceux-ci sont réalisés expérimentalement avec différentes structures de convertisseurs statiques,
- le type de critère de réglage considéré, d'une part temporel ou fréquentiel, mono ou multi-objectif d'autre part pour des propriétés relatives à la sortie et à l'entrée du dispositif,
- la méthodologie de réglage utilisée, reposant dans tous les cas sur l'outil que sont les plans d'expériences, mais associée dans une phase d'optimisation ultérieure d'une part avec les surfaces de réponses et d'autre part avec un algorithme d'optimisation géométrique local.

Le nombre de combinaisons possibles en terme d'association de ces quelques objets est suffisamment important pour nous avoir conduit à effectuer des choix parmi celles-ci, dans le cadre de notre étude. Afin de donner des clés de lecture de ce document, le premier chapitre traitera de la commande floue puis la méthodologie des plans d'expériences sera exposée dans le second chapitre. Les différentes associations sont classées, dans les chapitres 3, 4 et 5, par rapport au type de système expérimental mis en oeuvre. À l'issue de la présentation du système complet, le processus de réglage retenu sera exposé.

Le premier chapitre est consacré à la présentation de la logique floue et à son application à la commande. Les choix que nous avons fait lors de la définition des correcteurs flous utilisés dans le cadre de nos études seront alors exposés. Afin de mettre en perspective la méthodologie de réglage proposée, les méthodes les plus utilisées pour le calcul des paramètres des commandes floues seront présentées. Enfin, les plans d'expériences ont déjà été utilisés dans le cadre du réglage de commandes à base de logique floue et le chapitre se conclura sur ces travaux déjà menés.

Le deuxième chapitre traite de la méthodologie des plans d'expériences. Les deux types de plans utilisés pour régler les correcteurs sélectionnés seront alors présentés. Le premier outil proposé par la méthodologie des plans d'expériences permet d'étudier les effets des différents paramètres du correcteur sélectionné sur le critère retenu pour l'étude. Ainsi, en réalisant un minimum d'essais, en simulation ou sur le système réel, il est possible d'aboutir à un premier réglage des paramètres du correcteur flou. Des plans d'expériences, d'une nature différente, permettent ensuite de modéliser la réponse du critère étudié sous une forme quadratique au moyen de la méthode des moindres carrés. À partir de cette description analytique

de l'évolution du critère en fonction des paramètres, une phase d'optimisation peut alors être menée. Enfin, la notion de désirabilité sera exposée, permettant de ramener plusieurs objectifs en un critère unique, ouvrant la possibilité d'effectuer des réglages multi-critères au moyen de la méthodologie des plans d'expériences.

Dans le troisième chapitre, la méthodologie proposée est mise en application pour régler des commandes de systèmes dont le comportement indiciel est de type sous amorti par rapport à un objectif temporel mono-critère. Le système expérimental étudié est un hacheur dévolteur commandé en tension. Deux commandes distinctes à base de logique floue sont utilisées. La première consiste en un retour dérivé associé à un correcteur flou de type PID, réglé par la méthode des plans d'expériences et de la méthodologie des surfaces de réponses. La deuxième structure repose sur la mise en œuvre d'une commande de type retour d'état flou. L'utilisation des plans d'expériences et d'un algorithme d'optimisation géométrique permet de fournir un jeu de paramètres de la commande. Le calcul des paramètres des différents correcteurs est réalisé en simulation puis testé sur le système expérimental.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude d'un système dont le comportement indiciel est de type sur amorti par rapport à un objectif temporel multi-critères. La validation expérimentale est réalisée sur un convertisseur statique, un redresseur à absorption sinus. Les critères pris en compte sont la dynamique en sortie pour des variations de charge ainsi que le rejet d'harmoniques sur le réseau en entrée. Le correcteur commandant le système est de type PI flou. Dans cette étude, les paramètres de celui-ci seront calculés expérimentalement au moyen de la méthodologie des plans d'expériences et des surfaces de réponses. La possibilité de mettre en œuvre le réglage sur site sera également illustrée.

Enfin, le cinquième et dernier chapitre traitera du réglage fréquentiel d'un correcteur de type PID flou commandant un système dont le comportement indiciel est de type sur-amorti. Il s'agit là d'un chapitre à caractère plus prospectif, moins directement applicable que les précédents. Différentes propriétés sont alors prises en compte pour assurer la robustesse du système. La mise en œuvre de la méthodologie est effectuée d'une part sur une fonction de transfert du second ordre afin de montrer le potentiel de l'approche et d'autre part sur un système expérimental : un hacheur dévolteur commandé en mode courant. Le réglage est alors effectué au moyen des plans d'expériences et d'un algorithme d'optimisation local.

Les trois chapitres relatifs aux méthodes de réglage proposées détaillent des principes, expliquent la méthode et analysent des exemples d'application. Ils présentent également une comparaison des résultats et les limites de validité des méthodes.

Chapitre 1

Commande floue et méthodologies de réglage

Sommaire

1.1	Introduction	5
1.2	Contrôle flou	6
1.2.1	Logique floue et ensembles flous	7
1.2.2	Principe d'une commande floue	8
1.2.3	Moteur d'inférences floues	9
1.2.4	Choix des éléments du moteur d'inférences floues	10
1.2.5	Correcteurs flous de type <i>PI</i> et <i>PID</i>	13
1.2.5.1	Correcteurs flous de type <i>PI</i>	13
1.2.5.2	Correcteurs flous de type <i>PID</i>	14
1.2.5.3	Réalisation numérique et équivalence	15
1.3	Méthodologies de réglage	15
1.3.1	Algorithmes d'optimisation	15
1.3.2	Systèmes experts à base de logique floue	17
1.3.3	Réseaux de neurones	17
1.3.4	Méthodes H_∞ et <i>LMI</i>	18
1.3.5	Plans d'expériences	18
1.4	Conclusion	21

1.1 Introduction

La logique floue est une théorie qui a connu un grand engouement depuis que Zadeh [Zad65] a introduit le concept de sous-ensembles flous en 1965. Elle trouve notamment sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme de systèmes et plus généralement en génie électrique ([Rob00] et [Lec03]). Elle présente en effet l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique. Dans ce sens, des correcteurs à base de logique floue améliorent de façon globale

aussi bien les performances dynamiques que la robustesse des systèmes commandés, en s'appuyant sur la connaissance de ceux-ci.

Cependant, une difficulté inhérente au contrôle flou doit être soulignée : un correcteur flou, même pour une structure très simple, se voit constitué d'un nombre important de paramètres. Ce constat permet d'expliquer la délicatesse du réglage de ce type de commande. Il est bien entendu toujours possible de la régler par tâtonnements, mais cette procédure est longue et ne garantit pas qu'un jeu de paramètres exploitable sera obtenu à l'issue de la procédure et ne fixe aucune limite prévisible à la durée de l'optimisation.

Différentes méthodes ont été proposées pour donner un réglage exploitable : les algorithmes adaptatifs ([Bar95] et [Kan92]), l'ajout de règles floues supplémentaires ([Tak92b]), les réseaux de neurones ([Per95]), les méthodes H_∞ et LMI ou encore les algorithmes génétiques ([Liu01]) et évolutionnaires ([Hof01]) pour n'en citer que quelques unes. Cependant, de telles méthodes sont parfois délicates à mettre en oeuvre, notamment pour des non spécialistes.

La méthode utilisée dans le cadre de nos travaux, basée sur la méthodologie des plans d'expériences dont l'utilisation croit dans le domaine du génie électrique ([SV05]). Elle présente l'avantage d'apporter un réglage simple sur site des différents paramètres d'un correcteur flou. La notion de simplicité sous entend ici la possibilité d'aboutir à un réglage opérationnel d'une commande floue en un nombre limité d'essais, au moyen d'une méthode accessible à des non spécialistes des techniques avancées d'automatique. Des travaux menés au sein du laboratoire ont notamment montré que son utilisation était pertinente pour la commande de dispositifs électrotechniques ([His98a]).

Ce chapitre s'attachera à présenter la notion de logique floue appliquée au domaine de la commande. Les structures des correcteurs utilisés tout au long de nos travaux seront alors présentées. Ensuite, certaines des méthodologies étant actuellement utilisées pour le réglage des paramètres des correcteurs flous seront brièvement exposées. Enfin, la dernière partie montrera comment la méthodologie des plans d'expériences a déjà été utilisée pour traiter le problème du réglage des commandes à base de logique floue.

1.2 Contrôle flou

Depuis une vingtaine d'années, la commande floue connaît un intérêt croissant. L'un des principaux intérêts de ces commandes à base de logique floue consiste à pouvoir faire passer relativement simplement par l'intermédiaire de règles linguistiques, l'expertise que l'on peut avoir du processus vers le contrôleur. Il est ainsi possible de transformer le savoir de l'expert en règles simples que le contrôleur peut mettre en oeuvre. Une facilité d'implantation des solutions pour des problèmes complexes est alors associée à une robustesse vis à vis des incertitudes et

la possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

Du point de vue historique, les prémisses de la logique floue, visant à traiter la notion d'incertitude, datent des années 30. Il faudra cependant attendre que Zadeh [Zad65] introduise le concept de sous-ensembles flous, en 1965, pour assister aux premières grandes avancées dans le domaine. Par la suite, en 1974, Mamdani [Mam75] introduisait la commande floue pour la régulation de processus industriel. Enfin, dans les années 80, la commande floue connaît un essor considérable au Japon, notamment grâce aux travaux de Sugeno pour se répandre ensuite dans le monde entier.

Dans cette partie, nous rappellerons rapidement le principe de logique floue et la structure des correcteurs flous que nous utiliserons plus tard. De nombreux ouvrages traitent du sujet et des informations plus complètes peuvent être trouvées dans [Dri93], [Bor98], [Büh94] et [His98a].

1.2.1 Logique floue et ensembles flous

La notion de logique floue permet d'étendre la notion de logique classique, associée aux variables booléennes ne prenant que deux valeurs 0 et 1. Il est alors possible d'associer à des variables des coefficients d'appartenance à des sous-ensembles flous prenant des valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$ et quantifiant l'incertitude sur la variable. Un événement certain pour la variable se traduira par un coefficient d'appartenance au sous-ensemble flou, c'est-à-dire à la propriété, égal à 1 alors que la valeur sera inférieure à 1 en présence d'incertitudes. Il vient alors qu'une valeur nulle pour un coefficient d'appartenance indique que la possibilité d'appartenance au sous-ensemble sélectionné de la variable représentant la grandeur concernée est complètement rejetée.

L'univers de discours d'une variable donnée, c'est-à-dire son domaine de variation, peut alors être divisé en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance, FA , comme illustré figure 1.1 avec des fonctions d'appartenance triangulaires.

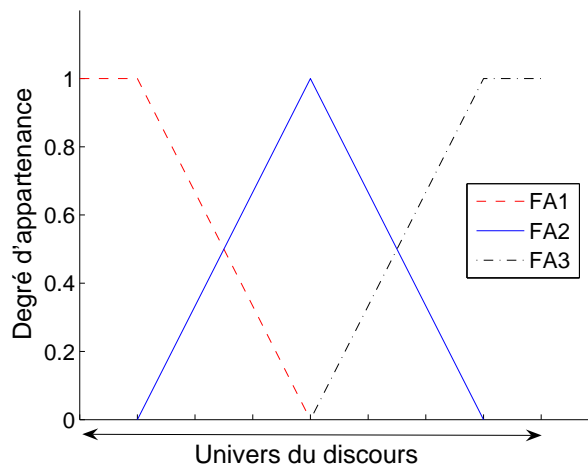


FIG. 1.1 – Exemple de fonctions d'appartenance

Pour chaque valeur de la variable considérée, des degrés d'appartenance à chacun des sous-ensembles flous vont être définis. La fonction d'appartenance $FA1$, se rapporte alors au sous ensemble flou $SF1$, etc.

La problématique sera donc de choisir le nombre et le type de sous-ensembles flous pour chacune des variables devant être traitée.

Cette notion peut s'appliquer à de nombreux problèmes différents et notamment à la commande floue pour générer des correcteurs de type PID non-linéaires. De plus amples informations sur la logique floue et ses domaines d'application peuvent être trouvées dans [ARA94] et [BM98].

1.2.2 Principe d'une commande floue

La structure d'une commande floue, présentée figure 1.2, peut être décomposée en trois grands modules.

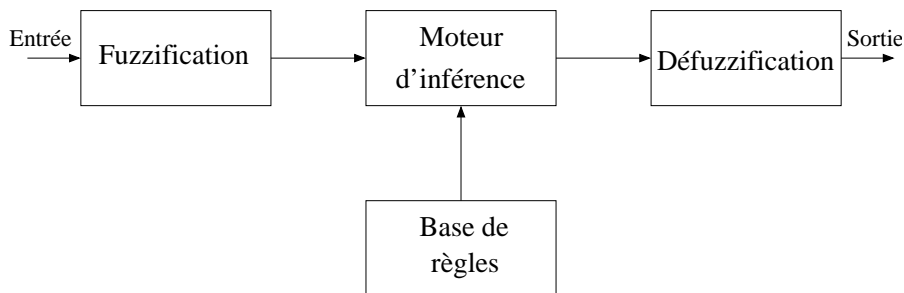


FIG. 1.2 – Structure générale d'une commande floue

Le premier de ces modules traite les entrées du système : c'est la fuzzification. Il permet d'associer à chacune des entrées réelles, par le biais de fonctions d'appartenances, un degré d'appartenance pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'ensemble du discours.

Le deuxième module est constitué du moteur d'inférence et de la base de règles. Celle-ci est constituée de règles de type : "Si..., Alors..." et va permettre de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrées aux degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la grandeur de commande. Le moteur d'inférence, lui, va permettre de générer une conclusion à partir des entrées et des règles actives. Il calcule alors les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous correspondant à la commande du système.

Enfin, le dernier module, l'interface de défuzzification, va permettre de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du module de fuzzification.

À partir de cette structure, différents types de correcteurs flous vont alors pouvoir être définis. La section suivante présente plus particulièrement la structure que nous avons utilisée pendant nos travaux.

1.2.3 Moteur d'inférences floues

La présente section a pour but de présenter plus en détails la structure retenue pour les correcteurs flous de type *PI* et *PID* utilisés dans nos travaux. Ces deux correcteurs utilisent le même moteur flou dont la structure de type *PD* est représentée figure 1.3.

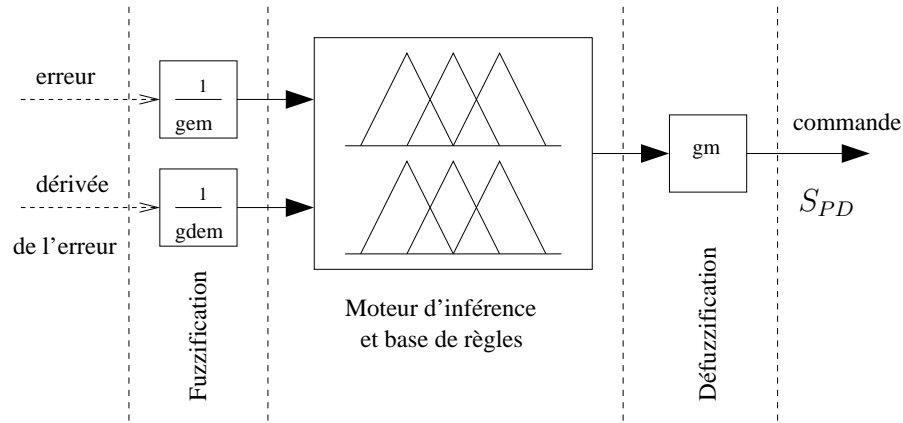


FIG. 1.3 – Structure du correcteur flou de type PD

Deux entrées sont traitées, l'erreur e et la dérivée de l'erreur de pour une unique commande S_{PD} . Les deux entrées sont normalisées au moyen de gains de normalisation, gem pour l'erreur et $gdem$ pour la dérivée de l'erreur. Un gain de dénormalisation, gm , est affecté sur la sortie. L'univers du discours pour le moteur flou est ainsi ramené sur l'intervalle $[-1, +1]$. Les facteurs de normalisation permettent ainsi de définir le domaine de variation normalisé des entrées et le gain de dénormalisation définit le gain en sortie du correcteur flou de type *PD*. Ces éléments permettent d'agir de façon globale sur la surface de commande en élargissant ou réduisant l'univers du discours des grandeurs de commande.

En ce qui concerne le module de fuzzification, il existe de nombreux types de fonctions d'appartenance comme par exemple des fonctions de type triangle, trapèze, gaussienne pour n'en citer que quelques unes. Celles-ci vont être définies sur l'univers du discours normalisé afin de donner les degrés d'appartenance aux sous ensembles flous en entrée. L'influence des positions des fonctions d'appartenance va également être traduite par une action globale sur la surface de commande. Souvent, dans le domaine de la commande, elles seront positionnées de façon à obtenir une action réactive lorsque la valeur de la grandeur régulée est éloignée de la référence mais un gain moindre autour de celle-ci.

Pour le deuxième module, la base de règles floues va caractériser les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes. Ainsi, pour chaque combinaison des sous-ensembles flous activée en entrée, la base de règles associe un sous-ensemble flou de sortie. La base de règles possède alors une influence locale sur la surface de commande. La modification d'une règle permet d'adapter précisément la commande par rapport à une contrainte particulière.

Enfin, plusieurs méthodes permettent de réaliser l'étape de défuzzification. La

méthode du centre de gravité est l'un des moyens les plus simples et les plus utilisés. Elle consiste à rechercher le centre de gravité d'un système de sous-ensembles flous dont les poids sont leurs coefficients d'appartenance. La sélection des sous-ensembles flous de commandes activés au moyen de degrés d'appartenance conduit alors par cette méthode à la définition d'une grandeur de commande réelle.

Il est important de remarquer qu'il existe une certaine dualité entre une action sur les fonctions d'appartenance et les gains de normalisation et dénormalisation, chacun de ces éléments agissant globalement sur la surface de commande. En effet, en fonction de la valeur attribuée au coefficient de normalisation, une même position d'une fonction d'appartenance activera un même sous-ensemble flou pour un état différent du système. Cette propriété sera largement utilisée dans le cadre de la définition de réglages "simples" de correcteurs flous, notamment pour les réglages pré-établis définis dans [His98a] présentés plus loin, les positions des fonctions d'appartenance restant fixes et les gains de normalisation étant calculés en fonction du système commandé.

1.2.4 Choix des éléments du moteur d'inférences floues

La nécessité de simplifier le réglage des commandes floues utilisées conduit à réaliser certains choix pour la structure du correcteur. La présente section a pour but de présenter ceux-ci.

Le premier élément est le choix de la nature des fonctions d'appartenance en entrée. Afin de faciliter les réglages du contrôleur flou, nous utiliserons des formes triangulaires, ce qui permet de traiter très simplement des fonctions linéaires par morceaux en entrée. Les fonctions d'appartenance sont placées de telle manière qu'à tout moment il n'y ait que deux fonctions d'appartenances activées pour chaque entrée. Ce choix apporte plusieurs avantages. Tout d'abord, en limitant les interactions entre les paramètres, la commande est ainsi considérablement simplifiée. De plus, une action très localisée sur la surface de commande est ainsi rendue possible. Enfin, limitant le nombre de fonctions actives simultanément, le temps de calcul nécessaire au traitement flou sur le calculateur est également réduit, en vue de rendre possible une implantation sur micro-contrôleur.

Ayant choisi le type de fonction d'appartenance en entrée, il faut maintenant déterminer leur nombre, c'est-à-dire la couverture de l'univers du discours. Plus ce nombre sera important, plus le nombre de sous-ensembles flous sera conséquent, et plus la sensibilité de la commande floue augmentera. Cependant, une telle augmentation se traduit aussi par un nombre de paramètres à régler de plus en plus important, ce qui peut s'avérer problématique en terme de temps et difficulté de réglage. Nous fixons alors à sept le nombre de fonctions d'appartenance, afin d'obtenir un bon compromis entre la sensibilité de la commande et la difficulté de réglage. Celles-ci sont représentées figure 1.4 et notées : *NB* (Negative Big), *NS* (Negative Small), *NVS* (Negative Very Small), *Z* (Zero), *PVS* (Positive Very Small), *PS* (Positive Small) et *PB* (Positive Big). La grandeur $\mu(x)$ définit le degré d'appartenance au sous-ensemble flou considéré.

Afin de garantir une réponse du système identique pour les sollicitations posi-

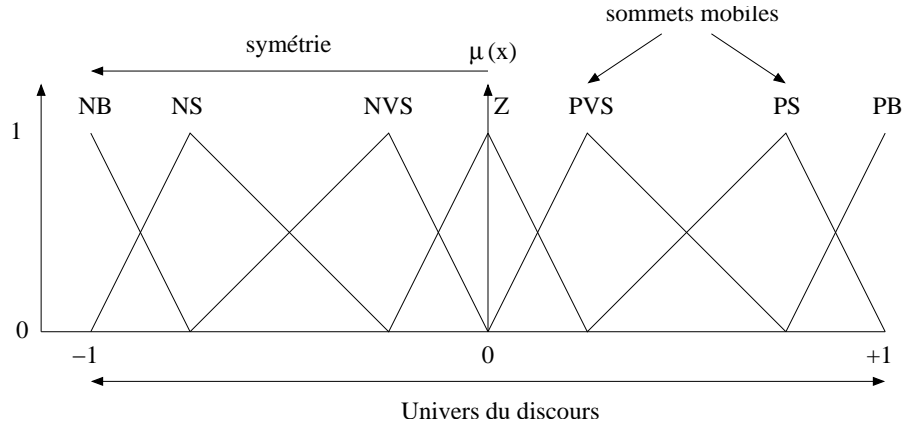


FIG. 1.4 – Fonctions d'appartenance sur les entrées

tives et négatives, une symétrie par rapport à zéro est mise en place pour les fonctions d'appartenance, ce qui conduit à fixer la fonction d'appartenance centrale. De plus, afin de pouvoir agir sur l'ensemble de l'univers du discours sélectionné par les gains de normalisation, les fonctions d'appartenance extrêmes (NB et PB) sont fixées aux limites de l'intervalle $[-1, +1]$. ceci se traduit alors par deux degrés de liberté pour chaque entrée pour régler le contrôleur flou, correspondant aux deux fonctions d'appartenance intermédiaires mobiles, PS et PVS . Il y a alors deux sommets à régler par entrée soit 4 paramètres pour les fonctions d'appartenance en entrée. Les notations retenues, pour les sommets des fonctions d'appartenance, seront par exemple PVS_e pour l'erreur et PVS_{de} pour la dérivée de l'erreur.

Dans l'optique du réglage simple d'une commande floue, il est préférable de fixer les règles de la table de règles car régler séparément chacune des règles augmenterait de façon considérable le nombre de paramètres à régler. De plus, leur influence sur la surface de commande étant locale, un tel choix ne pénalise pas fortement le comportement global. Pour ce faire une table antidiagonale classique, table 1.1 va être utilisée.

		<i>de</i>						
		<i>NB</i>	<i>NS</i>	<i>NVS</i>	<i>Z</i>	<i>PVS</i>	<i>PS</i>	<i>PB</i>
<i>e</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NS</i>	<i>NVS</i>	<i>Z</i>
	<i>NS</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NS</i>	<i>NVS</i>	<i>Z</i>	<i>PVS</i>
	<i>NVS</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NS</i>	<i>NVS</i>	<i>Z</i>	<i>PVS</i>	<i>PS</i>
	<i>Z</i>	<i>NB</i>	<i>NS</i>	<i>NVS</i>	<i>Z</i>	<i>PVS</i>	<i>PS</i>	<i>PB</i>
	<i>PVS</i>	<i>NS</i>	<i>NVS</i>	<i>Z</i>	<i>PVS</i>	<i>PS</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
	<i>PS</i>	<i>NVS</i>	<i>Z</i>	<i>PVS</i>	<i>PS</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
	<i>PB</i>	<i>Z</i>	<i>PVS</i>	<i>PS</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>

TAB. 1.1 – Table de règles antidiagonale

Cette table donne l'ensemble des règles linguistiques et se lit, par exemple :

Si e est PS et de est PVS alors uf est PB

La perception humaine de la commande du procédé est ainsi traduite, c'est-à-dire que lorsque la valeur du signal est éloignée de la référence et qu'elle continue à s'en éloigner, un très fort gain va être appliqué au système. Au contraire, au voisinage de la référence, le gain sera moindre. Il est donc aisé d'introduire la non-linéarité de la commande. Le tableau de règles permet d'agir très localement sur la surface de commande et donc une variation de l'un de ses paramètres n'aura qu'une répercussion locale sur la réponse globale. De plus, le nombre de paramètres à régler est ici très important ($7 \times 7 = 49$ paramètres). Le correcteur sera donc réglé par rapport aux degrés de liberté sur les fonctions d'appartenance d'entrées et les singletons de sortie, qui ont une influence plus globale, ce qui permet de limiter le nombre de variables du correcteur.

Pour la défuzzification, le contrôleur flou retenu est de type Sugeno, c'est-à-dire qu'il possède des singletons en guise de fonctions d'appartenance de commande, notés par exemple PVS_s , comme indiqué figure 1.5.

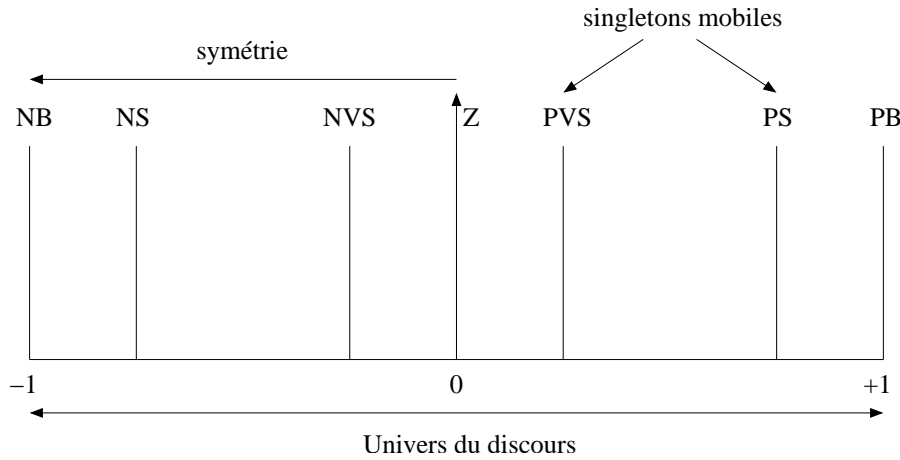


FIG. 1.5 – Fonctions d'appartenance sur la commande

La défuzzification par la méthode du centre de gravité pour un correcteur flou de type Sugeno revient alors à effectuer une moyenne de valeurs pondérées ce qui est plus simple et donc plus rapide à calculer sur le calculateur que la plupart des autres méthodes de défuzzification. De façon similaire aux fonctions d'appartenance en entrée, les singletons extrêmes sont fixés ainsi que le singleton central et une symétrie par rapport à zéro est appliquée. Ce choix conduit alors à deux singletons mobiles à régler.

Le recensement de l'ensemble des paramètres du moteur flou donne alors :

- deux gains de normalisation en entrée (gem et $gdem$) et un gain de dénormalisation pour la sortie (gm),
- 7 fonctions d'appartenance pour chaque entrée,

- 49 paramètres dans la table de règles,
- 7 singletons de sortie.

Avec les choix que nous avons effectués, c'est-à-dire de fixer les coefficients de la table de règles et la plupart des fonctions d'appartenance en entrées et des singletons en sortie, plus les symétries, le problème de réglage se ramène à seulement 9 paramètres à régler sur les 73 initiaux. Il sera ainsi beaucoup plus aisé de régler le correcteur flou. Néanmoins, régler 9 paramètres en interactions entre eux demeure un réel problème auquel nous apportons des solutions.

1.2.5 Correcteurs flous de type PI et PID

La présente section a pour but de finaliser la description des correcteurs à base de logique floue qui vont être employés par la suite. A partir du moteur flou précédemment décrit, deux correcteurs, de type PI d'une part et de type PID d'autre part, vont pouvoir être construits.

La première étape consiste à définir la base de chacun de ces correcteurs, c'est-à-dire le moteur flou. La sortie de celui-ci, notée S_{PD} , peut être définie à partir des fonctions k_p et k_d , qui sont respectivement les gains de l'action proportionnelle et dérivée du moteur flou, variant selon le point de fonctionnement, c'est-à-dire des valeurs de e et de , équation 1.1 :

$$S_{PD} = k_p(e, de).e + k_d(e, de).de \quad (1.1)$$

Cette équation (1.1) peut être réécrite (1.6) en définissant des fonctions k_1 et k_2 de e et de :

$$S_{PD} = gm(\frac{1}{gem}.e(t).k_1(e, de) + \frac{1}{gdem}.\frac{de(t)}{dt}.k_2(e, de)) \quad (1.2)$$

À partir de cette description du moteur flou, il devient aisé de construire les correcteurs.

1.2.5.1 Correcteurs flous de type PI

Pour réaliser un correcteur de type PI , il suffit d'intégrer la sortie du moteur flou comme indiqué figure 1.6.

En notant S_{PI} la sortie du contrôleur flou de type PI , il vient, équation 1.3 :

$$S_{PI} = \int S_{PD}.dt \quad (1.3)$$

En utilisant l'équation 1.6, il vient :

$$S_{PI} = \frac{gm}{gem} \cdot \int k_1(e, de).e(t).dt + \frac{gm}{gdem} \cdot \int k_2(e, de).\frac{de(t)}{dt}.dt \quad (1.4)$$

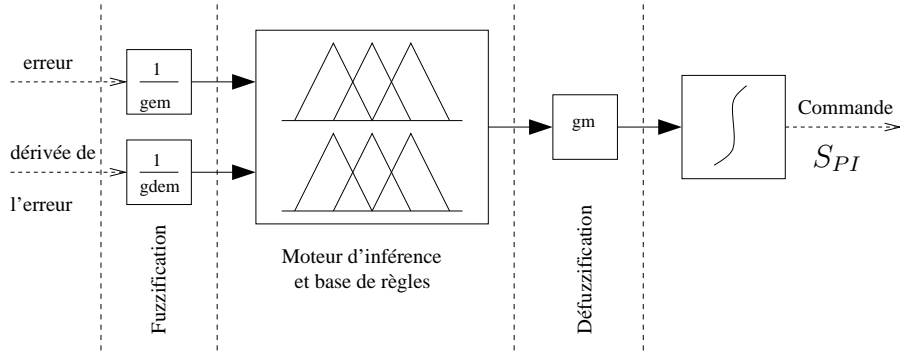
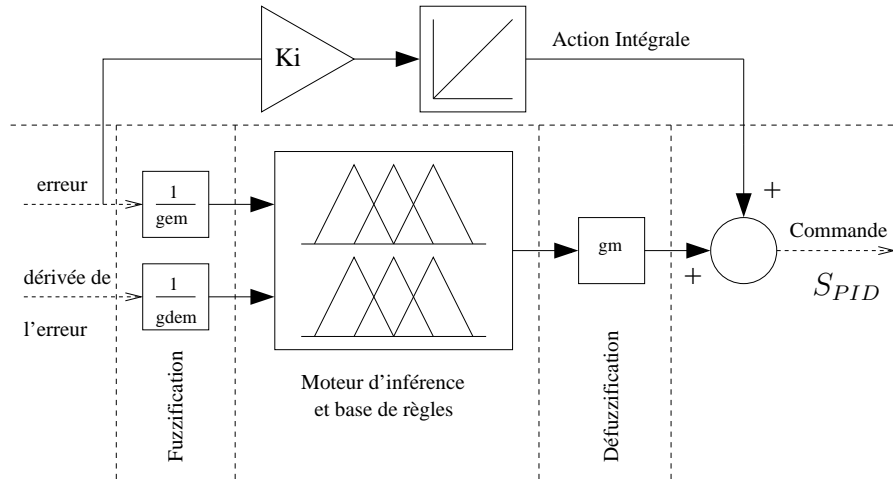


FIG. 1.6 – Correcteur flou de type PI

1.2.5.2 Correcteurs flous de type *PID*

Pour réaliser un correcteur de type *PID*, une partie intégrale va être ajoutée en parallèle au moteur flou, représentée figure 1.7.

FIG. 1.7 – Correcteur flou de type *PID*

L'avantage de ce type de structure, basée sur le moteur flou proportionnel dérivé, est qu'il est possible de construire un correcteur de type *PID* sans avoir à calculer la dérivée seconde de l'erreur, qui risquerait d'amplifier de façon trop importante le bruit de mesure.

En notant S_{PID} la sortie du contrôleur flou de type *PID*, il vient, équation 1.5 :

$$S_{PID} = Ki. \int e(t).dt + S_{PD} \quad (1.5)$$

Soit :

$$S_{PID} = Ki. \int e(t).dt + gm\left(\frac{1}{gem}.e(t).k_1(e, de) + \frac{1}{gdem}.\frac{de(t)}{dt}.k_2(e, de).dt\right) \quad (1.6)$$

1.2.5.3 Réalisation numérique et équivalence

En pratique, le correcteur flou est réalisé numériquement. Soit T_e la période d'échantillonnage du calculateur. En notant k l'instant d'échantillonnage, il vient :

$$\begin{cases} e(t) \Rightarrow e(k) \\ \frac{de(t)}{dt} \Rightarrow \frac{e(k) - e(k-1)}{T_e} \end{cases} \quad (1.7)$$

Si les fonctions d'appartenance et singletons de sortie sont équi-répartis, il est alors possible de calculer les gains de normalisation et dénormalisation pour obtenir les mêmes performances qu'une commande linéaire, [Gal95]. Or, afin d'éviter une division supplémentaire, le signal appliqué sur l'entrée "dérivée de l'erreur" est $e(k) - e(k-1)$. En notant $K_{i_{lin}}$, $K_{p_{lin}}$ et $K_{d_{lin}}$ respectivement les coefficients intégral, proportionnel et dérivé de la commande linéaire équivalente, il vient sur l'univers du discours, d'une part pour le correcteur PI , équation 1.8 :

$$\begin{cases} \frac{gm}{gem} = K_{i_{lin}} \\ \frac{gm \cdot Te}{gdem} = K_{p_{lin}} \end{cases} \quad (1.8)$$

et d'autre part pour le correcteur PID , équation 1.9 :

$$\begin{cases} Ki = K_{i_{lin}} \\ \frac{gm}{gem} = K_{p_{lin}} \\ \frac{gm \cdot Te}{gdem} = K_{d_{lin}} \end{cases} \quad (1.9)$$

Il est alors possible d'obtenir un réglage initial des paramètres du correcteur flou servant de base pour la recherche d'un réglage optimal.

1.3 Méthodologies de réglage

Comme il a été mis en évidence précédemment, les correcteurs flous possèdent de nombreux paramètres et la problématique de ce mémoire est le réglage de ceux-ci. De nombreuses méthodologies ont déjà été proposées. L'objectif de cette section n'est pas de faire une description et une comparaison totalement exhaustive de celles-ci mais de présenter quelques unes des méthodes utilisées à l'heure actuelle. Une étude comparative entre les approches par les plans d'expérience, les systèmes experts et les réseaux de neurones est notamment donnée dans [Gra93]. Il souligne l'intérêt de ces deux dernières en terme de performances, mais le réglage de paramètres au moyen des plans d'expériences est beaucoup plus facile et accessible en terme notamment de nombre d'essais à réaliser.

1.3.1 Algorithmes d'optimisation

Une première méthode permettant d'obtenir un réglage optimal de paramètres pour une commande consiste à utiliser un algorithme d'optimisation. Du fait du

nombre important de paramètres à régler, il est nécessaire de choisir des méthodes d'optimisation multidimensionnelles. De plus, il est judicieux de mettre en oeuvre des méthodes se basant exclusivement sur le calcul de la fonction objectif, du fait de la complexité du type de correcteur étudié. Ces méthodes présentent l'avantage de ne pas nécessiter d'expertise sur le système étudié mais la convergence vers un optimum, qu'il soit local ou global, n'est pas toujours garantie. Il existe un grand nombre d'algorithmes utilisant des principes différents et plus ou moins performants en fonction des applications étudiées. Parmi ceux-ci, sans être exhaustif, il est possible d'en citer certains parmi les plus populaires :

- les méthodes heuristiques, tels l'algorithme du simplex ou l'algorithme de Hook and Jeeve, [Rao96] et [Sch95]. Ces méthodes explorent l'univers du discours des variables en privilégiant des directions de descente. Cependant le résultat de l'optimisation dépend fortement du point initial et l'optimum obtenu est local. De plus, le nombre de points calculés est souvent important et la durée d'optimisation inconnue à l'avance.
- les méthodes stochastiques, telles les algorithmes génétiques et évolutionnaires ([Sar99]), permettant une optimisation globale en se basant sur des processus aléatoires mais sensibles à l'initialisation des paramètres propres de l'algorithme.

Les méthodes heuristiques ont été utilisées dans le cadre du réglage des paramètres de structures floues. Ainsi, la méthodologie du simplex a été mise en oeuvre dans [His98a] afin d'améliorer les réglages d'un correcteur de type PID après une première optimisation par la méthodologie des plans d'expériences, [Sad91]. D'un autre côté, l'algorithme de Hook and Jeeve a été utilisé dans [Ale03] pour régler les fonctions d'appartenance d'un superviseur flou commandant une fusion de lois de commande : loi linéaire (IP) et non linéaire (Bang Bang) où encore dans [Gat95] pour régler les coefficients d'un correcteur flou adaptatif.

Dans la littérature, de nombreux articles traitent du réglage de commandes floues au moyen de méthodes stochastiques, que ce soit un algorithme évolutionnaire ou génétique, toutes deux très populaires. A titre d'exemple, F.Hoffmann, [Hof01], propose une méthode de réglage basée sur ce type de méthode. Une stratégie évolutionnaire permet de régler les gains de normalisation et dénormalisation ainsi que les fonctions d'appartenance de la commande floue. Puis, dans un deuxième temps, la base de règles est définie au moyen d'un algorithme génétique. La méthode de réglage proposée est alors appliquée à un robot mobile devant éviter des obstacles. Des algorithmes de type génétique peuvent également être couplés à une structure adaptative, [Liu01]. Une application à différents systèmes non linéaires montre le potentiel de cette méthode.

Ces algorithmes sont souvent délicats à mettre en oeuvre et nécessitent souvent un nombre d'essais sur le système réel assez conséquent. De plus, le temps de convergence n'est pas garanti et ils sont souvent d'une grande sensibilité à l'initialisation et à la nature du critère d'optimisation.

1.3.2 Systèmes experts à base de logique floue

Le principe de cette méthode est de décrire l'influence des paramètres du process sur le critère étudié au moyen de règles floues (règles linguistiques de type SI - Alors). À partir de l'expertise du système et au moyen d'un apprentissage, les différents poids et règles vont être adaptés afin de converger vers une réponse optimale du système ([Aza98] et [Xu05]). Cette méthodologie a également été employée dans le domaine de l'électrotechnique, [Kop00], pour la commande d'un convertisseur Buck.

L'inconvénient majeur de cette méthode est qu'elle nécessite une expertise conséquente en terme de données et d'informations sur le process qui peut se révéler rapidement insuffisante pour les systèmes complexes. Dans le cadre d'une problématique industrielle, il peut être en effet trop long et onéreux de mener une étude suffisamment complète pour mettre en oeuvre ce type de méthode. De plus, la simplicité souhaitée pour le réglage du correcteur flou disparaît d'autant plus que le nombre de règles utilisées sera important ([Gra93]). Enfin, rien ne garantit la robustesse du réglage si les conditions de fonctionnement où les paramètres changent.

1.3.3 Réseaux de neurones

Le principe du réseau de neurones est de restituer la structure neuronale humaine au moyen de cellules nommées neurones et constituées par des fonctions élémentaires à gains variables. Une première phase d'apprentissage est nécessaire et permet au réseau d'ajuster les gains de chacun des neurones élémentaires afin de converger vers la réponse désirée. À la fin de cette phase, le réseau est capable d'identifier différentes situations et de s'adapter au comportement du système. Les réseaux de neurones présentent l'avantage de la robustesse mais nécessitent un nombre important d'essais dans la phase d'apprentissage. De plus, il est souvent nécessaire de mettre en oeuvre une série de tests de confirmation afin de tester la fiabilité du réseau. Les algorithmes d'apprentissages, les structures des réseaux elle-mêmes sont nombreux et rendent difficile une analyse globale.

L'objet réseau de neurones peut être associé de différentes façons avec la logique floue, [Tak92a], notamment pour définir et régler les positions des fonctions d'appartenance d'un système flou. Ainsi, le réseau de neurones définit tout d'abord le nombre de fonctions d'appartenance et les positionne dans un second temps. Cette méthode a trouvé une application industrielle notamment pour les machines à laver dans les années 1990.

Les réseaux de neurones constituent un outil très puissant pour le réglage et la mise en oeuvre de systèmes, complexes ou non, mais restent tributaires d'un nombre élevé d'essais à réaliser ce qui peut être très pénalisant sur certaines applications. De plus, le choix de l'algorithme d'apprentissage est délicat, notamment pour la définition des divers gains ou coefficients d'apprentissage ou d'oubli. Ces limitations

sont contraignantes par rapport à notre objectif initial : un réglage simple sur site et en un nombre limité d'essais de commandes à base de logique floue.

1.3.4 Méthodes H_∞ et LMI

Depuis une dizaine d'années, les théories LMI (Linear Matrix Inequality) et H_∞ connaissent une popularité certaine dans le domaine de la commande, notamment pour le réglage de correcteurs à base de logique floue apportant généralement de bonnes performances. Le développement d'outils de calcul numérique a fortement contribué à cette expansion. Elles présentent notamment l'avantage d'analyser la stabilité des systèmes étudiés au sens de Lyapunov [Pra04] (certaines méthodologies proposées pour le réglage de commandes floues sont basées uniquement sur l'étude des fonctions de Lyapunov, [Won98]).

Le principe de ces méthodologies consiste à construire un modèle flou de type Takagi-Sugeno représentant le système ([Tak92b] et [Tan01]). Les outils LMI permettent alors de déterminer les gains de contrôle tout en assurant des performances robustes par l'approche H_∞ .

Cette méthodologie est notamment illustrée sur l'exemple de la commande d'un convertisseur DC-DC dans [Lia06] et donne de bons résultats.

Cependant, même si cette méthodologie est très performante en termes de performances et robustesse, elle reste compliquée à mettre en oeuvre et est éloignée de l'objectif initial, qui est de permettre de régler simplement sur site en un nombre limité d'essais une commande non-linéaire.

1.3.5 Plans d'expériences

La méthodologie des plans d'expériences, qui sera détaillée dans le chapitre 2, repose sur l'élaboration d'une série de tests expérimentaux afin d'obtenir des renseignements sur les effets de certains paramètres sur un critère d'optimisation choisi. Elle présente l'intérêt de ne pas nécessiter de modèle du système étudié et de donner simplement un réglage sur site du processus étudié.

Dans la littérature, la méthodologie des plans d'expériences a déjà été proposée pour le réglage des paramètres de correcteurs flous. Ainsi, de bons résultats ont été obtenus dans [Eke01] à travers l'utilisation de fonctions de sensibilité très proches des fonctions de désirabilité (voir chapitre 2). De plus, la méthodologie des surfaces de réponses permettant de réaliser une modélisation analytique de l'évolution du critère a été mise en oeuvre en simulation pour le réglage de correcteurs flous, en simulation et à partir d'un jeu de paramètres initial obtenu au moyen d'un algorithme génétique, [Kim01] et [Osm03].

De plus, [His98a], [His98b] et [His01] proposent à partir des plans d'expériences une procédure de réglage sur site ainsi que des réglages pré-établis pour les paramètres de correcteurs PID à base de logique floue pour la commande de systèmes

dont la réponse indicielle est de type sur amortie. Le principe de la méthode donnant ces réglages est de modéliser le système étudié par un modèle du premier ordre généralisé (1.10) et d'identifier les paramètres au moyen d'un test indiciel en boucle ouverte (figure 1.8).

$$F(p) = \frac{K.e^{-T.p}}{(1 + \tau.p)} \quad (1.10)$$

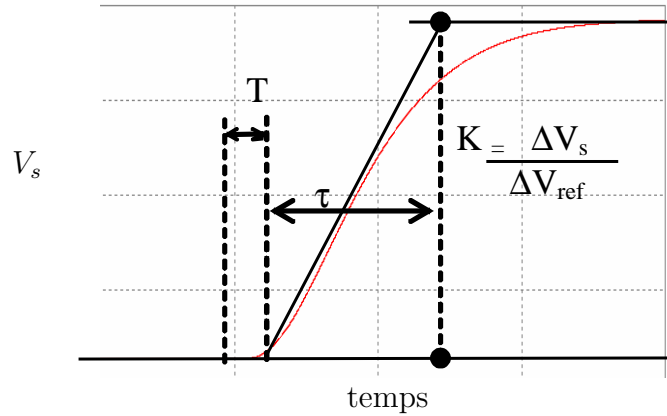


FIG. 1.8 – Principe de l'identification des paramètres

À l'issue de la phase d'identification, les coefficients K , T , τ et T_e (période d'échantillonnage) permettent de calculer les paramètres du correcteur flou par les équations données dans la table 1.2.

Différents jeux de paramètres sont présentés. Le premier, 'PID standard' permet d'obtenir de meilleures performances dynamiques, le second, 'PID robuste', assure une meilleure robustesse aux bruits de mesures. Enfin, le dernier, 'PID amplitude', permet d'augmenter la robustesse par rapport à la variation de la grandeur de consigne. La grandeur c de la table 1.2 représente alors la valeur de la référence et c_{nom} la valeur nominale de celle-ci lorsqu'une bonne robustesse par rapport à celle-ci est souhaitée.

À partir de ces réglages, il est possible de souligner la dualité en terme d'influence sur la surface de commande entre les positions des fonctions d'appartenance et les gains de normalisation et dénormalisation. En effet, les positions des fonctions d'appartenance étant fixées pour les différents réglages, ce sont les gains qui permettent de les adapter au système commandé.

Ces réglages pré-établis permettent alors aisément à un non spécialiste de mettre en oeuvre rapidement et simplement un correcteur flou commandant un système de type sur-amorti. La procédure se base sur un seul essai en boucle ouverte, de manière analogue aux méthodes expérimentales de réglage de correcteurs PID proposées par Z. Nichols et Broïda, [Bro56].

La méthodologie des plans d'expériences, à travers la définition de réglages pré-établis et d'études sur site des systèmes, peut permettre de donner simplement

	<i>PID</i> standard	<i>PID</i> robuste	<i>PID</i> amplitude
Réglages proposés	<i>PSe</i> = 0.254	<i>PSe</i> = 0.281	<i>PSe</i> = 0.753
	<i>PVSe</i> = 0.033	<i>PVSe</i> = 0.184	<i>PVSe</i> = 0.262
	<i>PSde</i> = 0.7	<i>PSde</i> = 0.7	<i>PSde</i> = 0.366
	<i>PVSde</i> = 0.210	<i>PVSde</i> = 0.210	<i>PVSde</i> = 0.153
	<i>PSs</i> = 0.8	<i>PSs</i> = 0.8	<i>PSs</i> = 0.8
	<i>PVSs</i> = 0.615	<i>PVSs</i> = 0.284	<i>PVSs</i> = 0.6
	<i>gem</i> = <i>c</i>	<i>gem</i> = <i>c</i>	<i>gem</i> = <i>c</i>
	=	=	=
	<i>gdem</i> = $\frac{1}{\tau T}(\tau + 0.4T).T_e.c$	<i>gdem</i> = $\frac{1}{\tau T}(\tau + 0.4T).T_e.c$	<i>gdem</i> = $\frac{2.55}{\tau T}(\tau + 0.4T).T_e.c_{nom}$
	<i>gm</i> = $\frac{2.07}{KT}(\tau + 0.4T).c$	<i>gm</i> = $\frac{2.26}{KT}(\tau + 0.4T).c$	<i>gm</i> = $\frac{2.5}{KT}(\tau + 0.4T).c$
	<i>Ki</i> = $\frac{1.6}{KT}$	<i>Ki</i> = $\frac{1.78}{KT}$	<i>Ki</i> = $\frac{1.5}{KT}$
	=	=	=
	<i>T_e</i> < $\frac{T}{20}$	<i>T_e</i> < $\frac{T}{7}$	<i>T_e</i> < $\frac{T}{8}$
Limites	$\frac{T}{\tau}$ < 20%	$\frac{T}{\tau}$ < 20%	$\frac{T}{\tau}$ < 20%

TAB. 1.2 – Réglages pré établis proposés par D.Hissel

et en un nombre réduit d'essais un réglage performant de paramètres pour une commande floue.

1.4 Conclusion

L'objet de ce chapitre était de présenter la commande à base de logique floue et son contexte ainsi que certaines des méthodologies pouvant être utilisées pour les régler.

La notion de logique floue a été présentée ainsi qu'un exemple de mise en oeuvre dans le domaine de la commande. Le moteur d'inférences flou utilisé dans la plupart des structures de commande à base de logique floue (correcteur flou de type PI ou PID) a été détaillé. L'énumération du nombre important de paramètres de ce type de commande ayant mis en évidence le désavantage lié à leur réglage, les simplifications amenant à réduire ce nombre, reposant notamment sur des symétries, ont été présentées. Enfin, à partir des choix effectués, l'influence des différents paramètres restant à régler a été exposée.

Partant d'un nombre réduit de paramètres à régler, la problématique consiste à définir une méthodologie de réglage conduisant à des jeux de paramètres donnant de bonnes performances. Des méthodologies parmi les plus utilisées actuellement, telles les méthodes par algorithme d'optimisation (méthodes heuristiques ou stochastiques), systèmes experts à base de logique floue, réseaux de neurones ou encore méthode H_∞ et LMI ont été présentées afin de souligner leurs avantages et inconvénients respectifs. Il est apparu qu'elles présentaient soit un inconvénient en termes de temps de convergence ou de nombre d'essais à réaliser ou en termes de complexité. La voie de recherche proposée pour le réglage repose alors sur la méthodologie des plans d'expériences.

La méthodologie des plans d'expériences permet d'étudier un critère en un nombre réduit d'essais, fixé et connu à l'avance, sur site ou en simulation. Celle-ci, associée à la méthodologie des surfaces de réponses, a déjà été utilisée pour le réglage de commandes de type flou. Ainsi, les travaux de D.Hissel, [His98a], ont montré le potentiel du réglage sur site de commandes floues au moyen de cette méthodologie. Ils ont abouti à la définition de réglages pré-établis de correcteurs flous de type PID pour des systèmes dont la réponse indicielle est de type sur-amorti seuls, ont ouvert une voie qui semble être intéressante afin de donner des outils de réglage simples et rapides de commandes à base de logique floue.

Il reste maintenant à étendre ces méthodes de réglage de commandes floues aux systèmes sous-amortis, à des structures de commandes floues distinctes des correcteurs PI ou PID flous et à d'autres critères que la prise en compte d'une différence de potentiel seule. Les chapitres 3 et 4 apporteront des réponses à ces problématiques.

Chapitre 2

Plans d'expériences

Sommaire

2.1	Introduction	23
2.2	Présentation des plans d'expériences	24
2.2.1	Aperçu historique	24
2.2.2	Principe	24
2.3	Étude des effets des facteurs	25
2.3.1	Plans factoriels complets	25
2.3.2	Modèle mathématique	28
2.3.3	Plans factoriels fractionnaires	30
2.3.4	Générateurs d'alias	31
2.3.5	Analyse de la variance	36
2.3.6	Estimation de l'erreur expérimentale sur un effet	36
2.3.7	Estimation de l'erreur expérimentale	37
2.4	Surfaces de réponses	39
2.4.1	Définition du modèle	40
2.4.2	Les plans composites centrés	41
2.4.3	Analyse des résultats	46
2.4.4	Analyse statistique des résultats	48
2.4.5	Recherche de l'optimum	51
2.5	Désirabilité	56
2.6	Conclusion	58

2.1 Introduction

Tout au long de nos travaux, nous nous sommes attachés à mettre en oeuvre des procédures de réglage de contrôleurs plus ou moins complexes, à base de logique floue. Ceux-ci se distinguent notamment par le nombre élevé de paramètres à régler. Or, la méthodologie expérimentale classique consiste à fixer le niveau de toutes les variables sauf une et à mesurer la réponse du système pour différentes valeurs de cette variable, ce qui implique de réaliser un nombre considérable d'essais. Ainsi,

avec 9 variables à 4 niveaux (c'est-à-dire en utilisant 4 valeurs différentes pour chaque variable), l'expérimentateur doit effectuer $4^9 = 262144$ expérimentations. Pour beaucoup de problèmes, il est difficile de mener un si grand nombre d'essais. Notre problématique était donc de trouver un outil permettant d'obtenir un jeu de paramètres intéressant pour le régulateur flou tout en menant un nombre réduit d'expériences sur site, fixe et connu à l'avance. Dans ce chapitre, nous allons donc nous attacher à présenter les plans d'expériences, afin de montrer quelle peut être leur utilité et ce qu'ils peuvent apporter dans le domaine de la commande. Nous présenterons ensuite les deux grandes catégories de plans qui existent et qui ont été utilisées lors de nos travaux. Nous verrons enfin comment faire une étude multi-critères avec l'outil des plans d'expériences.

2.2 Présentation des plans d'expériences

2.2.1 Aperçu historique

Les plans d'expériences sont issus de méthodes mathématiques et statistiques appliquées à l'expérimentation. Les premiers scientifiques à s'être posé le problème de l'organisation des essais sont des agronomes. Ils avaient en effet beaucoup de paramètres à étudier et n'avaient pas la possibilité de multiplier le nombre d'expériences. De plus, la durée des expériences constituait une contrainte supplémentaire forte. C'est Fisher, [Fis25] et [Fis35], qui, pour la première fois en 1925, proposa une méthode avec laquelle on étudiait plusieurs facteurs à la fois. Cette méthode fut reprise puis développée par des statisticiens et des mathématiciens qui définirent des tables d'expériences permettant de réduire considérablement le nombre d'expériences à effectuer sans diminuer la pertinence de la campagne d'essais. Les grandes entreprises se sont ensuite intéressées à cette méthodologie dans le cadre de l'approche qualité à la suite des travaux du Docteur Taguchi, [Tag85]. Il a fortement contribué à l'expansion de l'utilisation des plans d'expériences en milieu industriel au Japon dans les années 1960. Au cours de ces dernières années, cette méthodologie, du fait de la pertinence des informations apportées, s'est développée dans la plupart des secteurs d'activités.

2.2.2 Principe

La technique des plans d'expériences va permettre de répondre à nos exigences. En effet, son principe consiste à faire varier simultanément les niveaux de un ou plusieurs facteurs (qui sont les variables, discrètes ou continues) à chaque essai. Ceci va permettre de diminuer fortement le nombre d'expériences à réaliser tout en augmentant le nombre de facteurs étudiés, en détectant les interactions entre les facteurs et les optimaux par rapport à une réponse, c'est-à-dire une grandeur utilisée comme critère et en permettant de modéliser facilement les résultats. Le point délicat dans l'utilisation des plans d'expériences sera donc de minimiser le plus possible le nombre d'expériences à mener sans sacrifier la précision sur les résultats. De nombreux ouvrages traitent des plans d'expériences. Celui publié par l'association Expérimentique [Lou05] présente de façon claire les plans d'expériences et propose

une bibliographie commentée très riche permettant à l'expérimentateur de trouver les informations qui lui sont nécessaires.

Il existe actuellement un nombre important de plans différents. Chacun, par ses propriétés, permet de résoudre certains problèmes particuliers. On peut cependant diviser les plans d'expériences en deux grandes catégories :

- les plans pour étudier (estimer et comparer) les effets des paramètres,
- les plans pour régler les paramètres afin d'atteindre un optimum.

L'idée essentielle qui doit mener la démarche expérimentale de l'expérimentateur est que l'on met en oeuvre un plan d'expériences afin de répondre à une problématique bien précise. Il faut donc choisir ou construire le plan qui donnera les informations recherchées. On ne pourra donc pas utiliser le même plan pour étudier efficacement les effets des paramètres tout en cherchant un optimum.

Afin d'obtenir des informations pertinentes, une démarche méthodologique doit être suivie :

- définitions des objectifs et critères,
- définition des facteurs étudiés et du domaine expérimental,
- construction du plan d'expériences,
- expérimentation,
- analyse des résultats,
- conduite éventuelle d'essais supplémentaires,
- validation des résultats,
- conclusion de l'étude.

À l'issue de cette procédure, on pourra conclure sur les résultats donnés par les plans. On détaillera ici chacun de ces points pour les deux types de plans précédemment cités.

2.3 Étude des effets des facteurs

Cette première partie est dédiée à la présentation des plans d'expériences dont l'objectif est d'estimer et comparer les effets des facteurs étudiés. Il existe de nombreux plans qui permettent de réaliser une telle étude et de nombreux ouvrages détaillent leur utilisation : [Pil97], [Gou98], [Dey99] et [Atk92]. Nous nous contenterons ici de présenter les plans d'expériences factoriels qui sont les plus simples et les plus utilisés et qui ont donné de bons résultats par la suite pour le réglage de correcteurs flous.

2.3.1 Plans factoriels complets

Nous allons dans un premier temps présenter les plans factoriels, c'est-à-dire les plans d'expériences à 2 niveaux par facteur. Ce sont les plus utilisés car les plus simples et les plus rapides à mettre en oeuvre. Tout d'abord, nous allons traiter les plans factoriels complets. Avec deux niveaux et k facteurs, ceux-ci sont notés 2^k . Dans un plan factoriel complet, la totalité des expériences doit être réalisée, comme dans la méthodologie standard. Pour un plan factoriel complet optimal à k

facteurs, il va donc falloir mener 2^k expériences. Le principe consiste alors à répartir de façon optimale les essais dans le domaine expérimental.

Soit par exemple un plan factoriel complet à 2 facteurs, noté : 2^2 . La meilleure stratégie consiste à choisir les points de mesures aux extrémités du domaine expérimental, ce qui accroît la précision du résultat et ne demande que 4 essais notés A, B, C et D sur la figure 2.1.

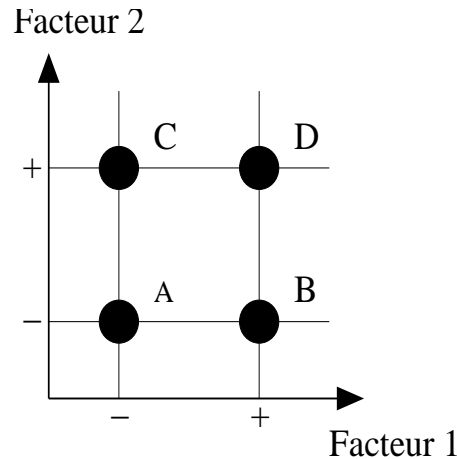


FIG. 2.1 – Emplacement des points expérimentaux dans le domaine expérimental

La notation de Yates va alors être utilisée pour définir les niveaux des facteurs, c'est-à-dire que l'on va attribuer la valeur -1 au niveau bas du facteur et la valeur +1 au niveau haut. Cela revient à utiliser des variables centrées réduites au moyen d'un changement d'unité de mesure et d'origine.

La matrice d'expériences, table 2.1, peut alors être définie. Elle permet de rassembler les essais dans une table. Chaque ligne de cette table représente une expérimentation et chaque colonne est dédiée à un facteur. Pour chacune des expérimentations, on associe le critère que l'on cherche à améliorer. Il apparaît bien que l'ensemble des combinaisons des deux facteurs va être testé.

Numéro de l'essai	Facteur 1	Facteur 2	Interaction 12	Moyenne	Critère
1	-	-	+	+	y1
2	+	-	-	+	y2
3	-	+	-	+	y3
4	+	+	+	+	y4
Effets	E1	E2	E3	M	

TAB. 2.1 – Matrice d'expériences pour un plan factoriel complet à deux facteurs

À partir de l'ensemble des réponses obtenues pour le critère sélectionné, l'effet des différents facteurs, c'est-à-dire l'influence qu'ils ont sur le critère, va, grâce à cette table, pouvoir être déterminé. Par définition, l'effet d'un facteur est donné par la différence entre les moyennes des réponses (critère) au niveau haut et la moyenne au niveau bas. L'équation 2.1 donne le calcul de l'effet du facteur 1, noté

E1 :

$$E1 = \frac{-y1 + y2 - y3 + y4}{4} \quad (2.1)$$

L'utilisation de variables centrées réduites permet d'obtenir directement la valeur des effets à partir de la matrice d'expériences en multipliant la transposée de la colonne associée au facteur considéré avec la colonne du critère obtenu pour chacune des expériences et en divisant par le nombre d'essais.

Cette formule (équation 2.2) peut être généralisée pour des plans à plus de deux niveaux par facteur. Dans ce cas, la notation de Yates n'est plus utilisable. Soit N_{niv} le nombre de niveaux par facteurs. Les différents niveaux sont alors numérotés dans l'ordre croissant, soit 1 pour le plus petit niveau et N_{niv} pour le plus grand. Ainsi, $E1_i$ représente l'effet moyen du facteur 1 au niveau i , avec

$$E1_i = \text{Moyenne des réponses au niveau } i - \text{Moyenne générale} \quad (2.2)$$

Soit M la moyenne générale. Dans l'exemple, elle prend la valeur :

$$M = \frac{y1 + y2 + y3 + y4}{4} \quad (2.3)$$

Il est de plus possible de calculer l'effet des interactions entre les différents facteurs, c'est-à-dire l'effet sur le critère lorsque certains facteurs sont dans une configuration particulière. Ainsi, $E12$ représente l'effet de l'interaction des facteurs 1 et 2 lorsqu'ils sont au même niveau. Dans le cas où elles seraient non nulles, l'effet des interactions s'additionne à celui des facteurs. À partir de la notation de Yates, dans la matrice d'expérience, table 2.1, les éléments de la colonne représentant l'interaction désirée peuvent facilement être calculés en multipliant entre elles les colonnes des facteurs considérés. Ainsi, pour l'interaction 12, les termes des colonnes des facteurs 1 et 2 sont multipliés deux à deux. L'effet des interactions est alors calculé de façon identique :

$$E12 = \frac{y1 - y2 - y3 + y4}{4} \quad (2.4)$$

La formule peut, là encore, être généralisée dans le cas où il y aurait plus de deux niveaux par facteurs. $E1_i2_j$ représente l'effet de l'interaction lorsque le facteur 1 est au niveau i et le facteur 2 au niveau j . Il vient alors :

$$E1_i2_j = \text{Moyenne des réponses lorsque } (E1(i), E2(j)) - M - E1_i - E2_j \quad (2.5)$$

Par définition, une interaction entre deux facteurs est appelée interaction d'ordre 2 et, par généralisation, une interaction entre n facteurs est appelée interaction d'ordre n .

À partir du calcul des effets, il est possible d'interpréter les résultats donnés par les plans d'expériences. Soit la table 2.1, c'est-à-dire un plan factoriel complet

à deux facteurs. L'objectif est de maximiser le critère retenu. À titre d'exemple, les réponses suivantes pour la campagne d'essais sont choisies :

$$\text{Critère : } Y = \begin{cases} y1 = 60 \\ y2 = 30 \\ y3 = 110 \\ y4 = 120 \end{cases} \quad (2.6)$$

Les effets et moyenne suivants sont alors obtenus :

$$\text{Effets : } E = \begin{cases} E1 = -5 \\ E2 = 35 \\ E12 = 10 \\ M = 80 \end{cases} \quad (2.7)$$

Étant donné que le plan mis en oeuvre est un plan complet, tous les essais ont été menés (ce qui ne sera pas toujours le cas comme explicité plus loin) et il suffit de regarder pour quel essai le critère est maximum pour connaître le réglage optimum. Il s'agit bien évidemment de l'essai numéro 4. Cependant, la meilleure combinaison des niveaux des facteurs dans le sens de la maximisation du critère peut être retrouvée par l'analyse des effets obtenus par les plans. L'effet du facteur 1 est négatif alors que celui du facteur 2 est positif. En mettant le facteur 2 au niveau haut et le facteur 1 au niveau bas, on devrait donc retrouver la réponse optimale. Or, il n'en est rien. En effet, l'effet de l'interaction entre les deux facteurs est en valeur absolue plus grande que l'effet du facteur 1. Il faut donc privilégier l'effet de l'interaction. Celle-ci étant positive, il faut donc que les deux facteurs soient au même niveau pour que l'interaction agisse dans le sens de l'augmentation du critère. L'effet du facteur 2 étant plus important que celui du facteur 1, c'est donc les niveaux du facteur 2 et de l'interaction qui vont être fixés et qui vont imposer celui du facteur 1. L'analyse conduit alors bien à la combinaison de l'essai 4 comme réglage optimal.

L'utilisation de plans factoriels complets peut être étendue à des plans à 3 niveaux ou plus. Il suffit de prendre en compte les formules généralisées de calcul des effets, équations 2.3 et 2.5. De tels plans nécessitent la réalisation d'un nombre plus important d'essais que les plans factoriels mais peuvent donner des résultats plus fins.

Les plans complets ne sont pas intéressants par eux mêmes car ils nécessitent d'effectuer un grand nombre d'essais mais ils posent les bases pour la création d'autres types de plans nécessitant un nombre considérablement plus faible d'essais.

2.3.2 Modèle mathématique

Les matrices d'expériences correspondent à une représentation mathématique de l'organisation des effets. Il s'agit de la matrice du modèle qui sera nommée X

dans la suite. En reprenant l'exemple de la table 2.1, il vient alors pour X :

$$X = \begin{pmatrix} -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Les effets peuvent ainsi être directement calculés :

$$E = \frac{1}{4} X^t Y \quad (2.9)$$

Comme il a été rappelé, le premier principe des plans est de disposer astucieusement les points expérimentaux pour obtenir la meilleure précision possible sur les résultats en un minimum d'essais. Pour les plans factoriels, les matrices d'Hadamard sont les meilleures matrices du modèle en terme de précision sur les effets. Ce point sera développé un peu plus loin.

Une matrice H est une matrice d'Hadamard, si :

- H est une matrice carrée de dimension N_H ,
- $\forall (i, j) \in \llbracket 1 N_H \rrbracket : H(i, j) \in \{-1, 1\}$,
- elle respecte la relation :

$$H^T H = N_H I_{N_H} \quad (2.10)$$

avec I_{N_H} matrice identité de dimension N_H .

La condition d'existence d'une matrice d'Hadamard est que $N_H = 4[4]$. Il faudra donc mener un nombre d'essais multiple de 4 pour pouvoir utiliser une telle matrice. Une telle matrice est orthogonale ce qui explique que le vecteur des effets soit une combinaison linéaire des réponses.

Pour expliquer la précision apportée par de telles matrices du modèle, il faut considérer la variance des effets. En reprenant l'exemple de la table 2.1, il apparaît dans l'équation 2.3 que le calcul de chaque effet est effectué à partir des mesures des réponses de l'ensemble des 4 essais. Soit σ l'écart type (aussi appelé erreur dans cette partie) sur la réponse de chaque essai. La variance de l'effet du facteur 1, $V_{(E1)}$, est alors donnée par :

$$V_{(E1)} = \frac{1}{4} (V_{(y1)} + V_{(y2)} + V_{(y3)} + V_{(y4)}) = \frac{1}{16} (\sigma^2 + \sigma^2 + \sigma^2 + \sigma^2) = \frac{\sigma^2}{4} \quad (2.11)$$

L'erreur sur l'effet du facteur 1, σ_{E1} est alors :

$$\sigma_{E1} = \sqrt{V_{(E1)}} = \frac{\sigma}{2} \quad (2.12)$$

La meilleure précision possible a ici été obtenue puisque l'ensemble des réponses mesurées ont été prises en compte dans le calcul. Les matrices d'Hadamard, à partir desquelles les effets sont calculés en prenant en compte l'ensemble des mesures, permettent donc d'atteindre la meilleure précision possible pour un nombre d'essais donné (multiple de 4), [Pil97] et [Dro92].

Il est alors possible de généraliser les résultats obtenus. Si l'erreur sur la réponse est σ et que n essais sont réalisés en utilisant une matrice du modèle de type Hadamard, il vient comme erreur σ_E sur l'effet d'un facteur ou d'une interaction :

$$\sigma_E = \sqrt{V_{(E)}} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \quad (2.13)$$

Il est donc recommandé d'utiliser de telles matrices dans le cadre des plans factoriels, ce qui impose une contrainte sur la forme et la taille de la table d'expériences et donc sur le nombre d'essais à réaliser.

2.3.3 Plans factoriels fractionnaires

La section précédente a montré que les plans factoriels complets sont très gourmands en nombre d'expériences dès qu'il y a plus de quelques facteurs à étudier. En effet, il faut réaliser 2^k expériences avec k facteurs à deux niveaux. Pour diminuer le nombre d'essais à mener, les plans d'expériences factoriels fractionnaires vont pouvoir être utilisés, plans qui se basent sur la notion de plans factoriels complets. Le principe consiste à accepter une certaine indétermination sur l'effet des facteurs pour diminuer le nombre d'expériences. Les essais sont alors organisés dans le domaine expérimental de façon à mener un minimum d'expériences tout en obtenant la meilleure précision possible. Dans la suite, l'exemple des plans factoriels fractionnaires à deux niveaux sera présenté.

L'idée consiste à réduire le nombre d'essais en utilisant un plan complet d'ordre inférieur au nombre de facteurs à étudier et en se servant des interactions entre les facteurs de ce plan complet pour étudier les facteurs supplémentaires. De tels plans factoriels fractionnaires à deux niveaux seront noté 2^{k-p} où k représente le nombre de facteurs étudiés et p la différence entre le nombre de facteurs étudiés et le nombre de facteurs du plan complet utilisé. Ainsi, en reprenant l'exemple de la table 2.1, il est possible d'étudier un troisième facteur dont l'effet va s'ajouter dans la colonne 3 à celui de l'interaction entre les facteurs 1 et 2. Un tel plan, noté 2^{3-1} , est représenté table 2.2.

Numéro de l'essai	Facteur 1	Facteur 2	Facteur 3 = Interaction 12	Moyenne	Critère
1	-	-	+	+	y1
2	+	-	-	+	y2
3	-	+	-	+	y3
4	+	+	+	+	y4
Effets	E1	E2	l3	M	

TAB. 2.2 – Matrice d'expériences pour un plan factoriel fractionnaire à deux facteurs

L'effet du facteur 3 (E_3) et de l'interaction (E_{12}) sont alors aliasés et il vient :

$$l_3 = E_3 + E_{12} \quad (2.14)$$

l_3 , appelé alias ou contraste, est alors l'effet principal E_3 augmenté de l'interaction E_{12} .

Le nombre de facteurs supplémentaires qu'il est possible d'étudier dépend donc du nombre d'interactions et de la taille du plan complet. Le tableau 2.3 donne le nombre maximum de facteurs pouvant être étudiés en fonction du nombre de facteurs principaux qui sont les facteurs du plan complet de base.

Plan de base	Nombre de facteurs principaux	Nombre de facteurs pouvant être aliasés	Nombre maximum de facteurs étudiés
2^2	2	1	3
2^3	3	4	7
2^4	4	11	15

TAB. 2.3 – Plans fractionnaires et nombre de facteurs étudiés

Soit k le nombre de facteurs du plan complet de base considéré. Le nombre d'interactions d'ordre q est alors donné par :

$$N_{\text{interactions d'ordre } q} = C_k^q = \frac{k!}{q!(k-q)!} \quad (2.15)$$

Le nombre maximum de facteurs pouvant être aliasés est donc :

$$N_{\text{nombre maximum de facteurs aliasés}} = \sum_{q=2}^k C_k^q = 2^k - k - 1 \quad (2.16)$$

En appelant interaction d'ordre 1 l'effet d'un facteur seul, interaction d'ordre 2 l'interaction entre deux facteurs et ainsi de suite, le nombre maximum de facteurs pouvant être étudiés est donné par la relation suivante :

$$N_{\text{nombre maximum de facteurs étudiés}} = \sum_{q=1}^k C_k^q = 2^k - 1 \quad (2.17)$$

L'un des critères de choix du plan factoriel complet de base à deux niveaux dépend donc du nombre de facteurs que l'on souhaite étudier.

2.3.4 Générateurs d'aliasés

Un plan factoriel fractionnaire à deux niveaux peut être défini à partir de son générateur d'aliasés. Celui-ci indique avec quelles interactions sont étudiés les facteurs supplémentaires. Pour un plan factoriel fractionnaire 2^{k-p} , p générateurs d'aliasés indépendants peuvent être dénombrés. Soit par exemple un plan factoriel fractionnaire à deux niveaux 2^{5-1} . Le plan complet de base permet d'étudier 4 facteurs. La notation suivante, équation 2.18 indique que le facteur 5 va être aliasé avec l'interaction 1234 :

$$I = 12345 \implies 5 = 1234 \quad (2.18)$$

Ce qui se lit aussi :

$$l_5 = E_5 + E_{1234} \quad (2.19)$$

$I = 12345$ est appelé générateur d'alias du plan.

Soit maintenant l'exemple d'un plan 2^{8-4} , représenté table 2.4. 8 facteurs vont être étudiés avec un plan complet de base à 4 facteurs et en utilisant 4 interactions pour étudier les facteurs supplémentaires.

Numéro de l'essai	Facteur 1	Facteur 2	Facteur 3	Facteur 4	Facteur 5 = 234	Facteur 6 = 134	Facteur 7 = 123	Facteur 8 = 124
1	-	-	-	-	-	-	-	-
2	+	-	-	-	-	+	+	+
3	-	+	-	-	+	-	+	+
4	+	+	-	-	+	+	-	-
5	-	-	+	-	+	+	+	-
6	+	-	+	-	+	-	-	+
7	-	+	+	-	-	+	-	+
8	+	+	+	-	-	-	+	-
9	-	-	-	+	+	+	-	+
10	+	-	-	+	+	-	+	-
11	-	+	-	+	-	+	+	-
12	+	+	-	+	-	-	-	+
13	-	-	+	+	-	-	+	+
14	+	-	+	+	-	+	-	-
15	-	+	+	+	+	-	-	-
16	+	+	+	+	+	+	+	+

TAB. 2.4 – Plan 2^{8-4}

En règle générale, les interactions d'ordre le plus élevé sont utilisées pour étudier les facteurs supplémentaires en partant de l'hypothèse qu'elles soient faibles ou nulles afin qu'elles ne perturbent pas le résultat. Ce type de choix mène alors aux générateurs d'alias indépendants correspondants, un générateur indépendant par facteur supplémentaire étudié :

$$I = 2345 = 1346 = 1237 = 1248 \quad (2.20)$$

À partir de ceux-ci, les générateurs dépendants sont calculés. Les contrastes sont alors obtenus en multipliant entre eux ces générateurs dépendants. Pour p générateurs d'alias indépendants, il vient alors :

$$N_{\text{de générateurs d'alias dépendants}} = \sum_{i=2}^p C_p^i = 2^p - p - 1 \quad (2.21)$$

Soit un nombre total de générateurs d'aliasés :

$$N_{\text{total de générateurs d'aliasés}} = \sum_{i=1}^p C_p^i = 2^p - 1 \quad (2.22)$$

Le choix des générateurs précédents (2.20) mène à l'ensemble de générateurs d'aliasés suivants :

$$\begin{aligned} I &= 2345 = 1346 = 1237 = 1248 \\ &= 1256 = 1457 = 1358 = 2467 \\ &= 2368 = 3478 = 3567 = 4568 \\ &= 2578 = 1678 = 12345678 \end{aligned} \quad (2.23)$$

Pour la prise en compte des contrastes, une hypothèse généralement admise consiste à dire que les interactions d'ordre trois ou supérieur sont négligeables. Lorsque cette hypothèse n'est pas vérifiée, les interactions des facteurs dont les effets ne sont pas influents seront négligées dans un premier temps. Si les résultats ne sont toujours pas probants, une étude plus fine devra être menée, [Pil97]. La première hypothèse conduit alors aux contrastes donnés équation 2.24 pour le plan 2^{8-4} où les ... correspondent aux interactions d'ordre 3 et plus :

$$\left\{ \begin{array}{l} l1 = 1 + \dots \\ l2 = 2 + \dots \\ l3 = 3 + \dots \\ l4 = 4 + \dots \\ l5 = 5 + \dots \\ l6 = 6 + \dots \\ l7 = 7 + \dots \\ l8 = 8 + \dots \\ l12 = 12 + 37 + 48 + 56 + \dots \\ l13 = 13 + 27 + 46 + 58 + \dots \\ l14 = 14 + 28 + 36 + 57 + \dots \\ l15 = 15 + 26 + 38 + 47 + \dots \\ l16 = 16 + 25 + 34 + 78 + \dots \\ l17 = 17 + 23 + 45 + 68 + \dots \\ l18 = 18 + 24 + 35 + 67 + \dots \end{array} \right. \quad (2.24)$$

À partir de cette hypothèse et pour ces générateurs d'aliasés, les effets des facteurs sont directement obtenus alors que les effets des interactions d'ordre 2 sont aliasés entre eux. Ce constat permet d'introduire la notion de résolution, [Pil97] et [Gou98], qui indique l'ordre minimum des interactions aliasées avec les effets principaux. Le principe est alors d'aliaser les facteurs principaux avec les interactions d'ordre le plus élevé possible afin d'améliorer la précision sur les effets. Un plan fractionnaire pour lequel les facteurs principaux sont aliasés avec des interactions d'ordre deux est appelé plan de résolution III. Dans cet exemple, les facteurs principaux sont aliasés aux interactions d'ordre trois (qui sont négligées),

la résolution est donc de IV. Les indéterminations sur les résultats ne devront être levées que pour les interactions d'ordre deux. Un tel plan factoriel fractionnaire de résolution IV est alors noté : 2_{IV}^{8-4} .

Il existe plusieurs méthodes pour construire des matrices du modèle de résolution donnée ([Dro92]) : matrices d'aberration minimale (Fries et Hunter, [Fri80]) ou basées sur le critère d'optimalité des moments des longueurs des mots de définitions (Franklin) [fra84]. Cependant ces méthodes ne garantissent pas que la matrice optimale en terme de précision sur les effets est obtenue, c'est-à-dire qui limite le nombre d'indéterminations sur les contrastes mais elles garantissent que la résolution désirée est obtenue.

Lorsque la définition des contrastes est connue et que la campagne d'essais a été menée, il est alors possible de calculer les effets des facteurs et interactions et déterminer ceux qui sont influents. Il convient d'adopter dans un premier temps les hypothèses suivantes :

- les interactions d'ordre trois ou supérieur sont négligées,
- si deux effets sont faibles, on considère que leur interaction l'est aussi,
- si un contraste est nul, soit en général les effets aliasés sont tous nuls, soit ils se compensent, ce qui est plus rare.

Soit l'exemple de réponse suivant pour la table 2_{IV}^{8-4} (il s'agit ici d'un réglage de correcteur flou par rapport à un critère fréquentiel composite qui sera détaillé dans le chapitre 5). Les plans ont donné :

Moyenne	0.14
l_1	0.002
l_2	- 0.028
l_3	0.015
l_4	- 0.038
l_5	- 0.034
l_6	0.013
l_7	0.021
l_8	0.089
l_{12}	- 0.034
l_{13}	0.01
l_{14}	- 0.003
l_{15}	- 0.0003
l_{16}	0.048
l_{17}	0.03
l_{18}	- 0.003

TAB. 2.5 – Résultats

Les effets influents sont obtenus directement à partir des contrastes et sont tout d'abord E_8 puis E_2 , E_4 , E_5 et E_7 . Les contrastes des interactions influents sont l_{12} , l_{16} et l_{17} . Au vu des effets influents, il est possible d'affirmer en première hypothèse (si le critère obtenu pour le réglage donné par les plans n'est pas amélioré, il faudra

remettre en cause cette hypothèse) :

$$\begin{cases} l_{12} = 48 \\ l_{17} = 45 \end{cases} \quad (2.25)$$

Par contre, il n'est pas possible de conclure quand à l_{16} . La construction d'une table complémentaire permet de lever l'indétermination, c'est-à-dire de connaître laquelle des interactions est influente parmi :

$$l_{16} = 16 + 25 + 34 + 78 \quad (2.26)$$

Il y a donc dans ce cas quatre inconnues : les valeurs des effets des interactions et une équation est déjà connue (l_{16}). Il va donc falloir réaliser trois essais supplémentaires choisis de telle façon que le système de quatre équations corresponde à une matrice d'Hadamard, toujours pour des raisons de précision ([Pil97]). Les signes des interactions sont donc choisis pour respecter la structure d'une matrice d'Hadamard (en gras dans la table 2.6). De la même façon, les niveaux des facteurs influents sont choisis de façon à conserver une forme identique (en italique dans la table 2.6) [Pil97]. Les autres colonnes doivent alors respecter les signes imposés par les choix effectués. Cette démarche permet alors d'aboutir à la table 2.6.

N°	1	2	3	<i>4</i>	<i>5</i>	6	7	8	16	25	34	78
17	-	-	-	-	+	+	-	-	-	-	+	+
18	+	+	-	+	-	+	-	-	+	-	-	+
19	-	-	+	-	-	+	+	+	-	+	-	+
16	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+

TAB. 2.6 – Plan 2^{8-4}

À partir des mesures, il est possible de résoudre le système ce qui conduit aux effets donnés équation 2.27 :

$$\begin{cases} E_{16} = -0.002 \\ E_{25} = -0.01 \\ E_{34} = -0.011 \\ E_{78} = +0.084 \end{cases} \quad (2.27)$$

Il est donc possible de conclure que c'est l'interaction entre les facteurs 7 et 8 qui est significative.

Il apparaît alors que la somme de ces interactions (0.061) diffère de la valeur de $l_{16} = 0.048$ obtenue précédemment. Plusieurs raisons peuvent expliquer cette différence. Tout d'abord, les interactions d'ordre supérieur à deux ne sont peut être pas tout à fait négligeables. De plus, l'utilisation d'un critère composite rend le système non linéaire. Il faut alors vérifier que la valeur du critère obtenue pour le nouveau réglage est bien meilleure que le meilleur des réglages donnés par la table d'expériences. Dans le cas contraire, il faut rechercher laquelle des hypothèses est erronée.

À partir des résultats donnés par les plans, il est donc possible d'obtenir le réglage donné table 2.7. Pour rappel, les effets des interactions sont obtenus lorsque les facteurs concernés sont au même niveau. Dans le cas contraire, l'interaction obtenue est l'opposée de l'effet calculé. Comme l'objectif de cet exemple était la maximisation du critère, on va sélectionner les effets qui l'augmentent.

	Facteur 1	Facteur 2	Facteur 3	Facteur 4	Facteur 5	Facteur 6	Facteur 7	Facteur 8
Niveau	+	-	+	-	-	+	+	+

TAB. 2.7 – Plan 2^{8-4}

2.3.5 Analyse de la variance

Une difficulté inhérente à l'expérimentation consiste en la non-répétabilité des résultats mesurés. Ce problème peut avoir des origines diverses et fausser le résultat obtenu. La problématique consiste donc à déterminer quand un résultat est influent ou non. Il va donc falloir estimer l'erreur que l'on commet sur le calcul des différents effets.

La première précaution à prendre pour minimiser l'influence des dérives des mesures sous la contrainte de conditions extérieures variables est d'organiser la réalisation des essais dans un ordre aléatoire.

Il faut dans un second temps quantifier l'erreur commise sur les résultats et choisir l'erreur expérimentale retenue pour l'analyse des résultats ce qui permettra alors de s'appuyer sur les outils statistiques pour exploiter les résultats des plans. Les éléments mathématiques et les différentes tables utilisées pour l'analyse statistique peuvent être retrouvés dans [Abr70].

2.3.6 Estimation de l'erreur expérimentale sur un effet

La valeur de l'erreur expérimentale Δy commise sur la réponse est supposée connue et sa distribution normale (courbe de Gauss). Cette distribution, représentée figure 2.2, peut être définie par deux grandeurs, la moyenne \bar{Y} et l'écart type σ .

La densité de probabilité f d'une variable aléatoire continue x de moyenne $\bar{\mu}$ et d'écart type σ peut être définie par :

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x - \bar{\mu}}{\sigma}\right)^2} \quad (2.28)$$

Un intervalle de confiance est alors défini dans lequel la valeur réelle de la réponse possède une forte probabilité de se trouver. Cette probabilité va augmenter en même temps que la taille de l'intervalle de confiance.

Pour une distribution normale, à partir d'une mesure y_i , la valeur réelle possède :

- 68% de chance de se trouver dans l'intervalle $y_i \pm \sigma$,
- 95% de chance de se trouver dans l'intervalle $y_i \pm 2\sigma$,
- 99.9% de chance de se trouver dans l'intervalle $y_i \pm 3\sigma$.

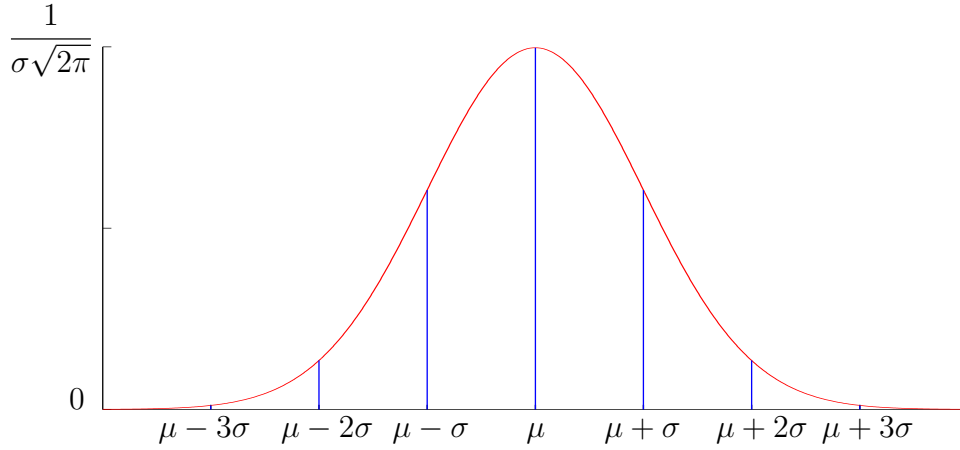


FIG. 2.2 – Distribution normale

En supposant l'erreur de mesure Δy égale à l'écart type, la précision sur les effets dépend du nombre n d'essais considérés, soit :

$$\Delta E = \frac{\Delta y}{\sqrt{n}} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \quad (2.29)$$

En fonction de ses besoins, l'expérimentateur va choisir l'intervalle de confiance correspondant à un pourcentage d'erreur. L'erreur usuellement choisie ([Pil97]) correspond à plus ou moins une fois l'écart type, soit deux chances sur trois de ne pas se tromper.

Il faut cependant noter qu'il existe des cas plus défavorables que celui où la distribution des mesures est connue et à partir de laquelle il est possible de définir des intervalles de confiance. En effet, il va souvent falloir estimer l'erreur expérimentale pour déterminer quels sont les effets influents.

2.3.7 Estimation de l'erreur expérimentale

La connaissance de l'erreur expérimentale est donc très importante et quand elle n'est pas connue, il faut l'estimer. Il existe plusieurs méthodes qui permettent d'obtenir cette estimation.

Une première solution consiste à effectuer plusieurs mesures au même point du domaine expérimental (souvent le centre) en supposant une iso-distribution sur celui-ci. Cette démarche conduit alors à une estimation s de l'écart-type σ :

$$s = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2} \quad (2.30)$$

avec :

- N : nombre de mesures effectuées,
- y_i : mesure de la réponse numéro i ,
- \bar{y} : moyenne des réponses y_i .

Du fait du nombre limité d'essais réalisés, la distribution de l'estimation de l'erreur correspond à une courbe de Student, c'est-à-dire une courbe de Gauss aplatie. Il va donc falloir augmenter la taille des intervalles de confiance pour ne pas se tromper. Cependant, la précision augmente avec le nombre d'essais et la courbe de Student converge vers celle de Gauss. Le tableau 2.8 donne les valeurs de la variable de Student t_α^ν à ν degrés de libertés et ayant la probabilité α d'être dépassée en valeur absolue :

$$P\{T > |t_\alpha^\nu|\} = \alpha \quad (2.31)$$

La figure 2.3 représente cette probabilité.

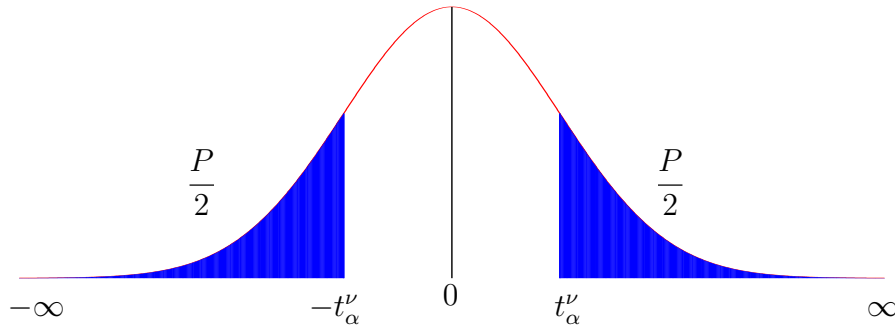


FIG. 2.3 – Table de distribution de la loi de Student

α	ν						
	1	2	3	4	9	19	∞
0.3	1.96	1.38	1.25	1.19	1.1	1.06	1.03
0.1	6.31	2.92	2.35	2.13	1.83	1.73	1.64
0.05	12.71	4.3	3.18	2.78	2.26	2.09	1.96
0.01	63.66	9.92	5.84	4.6	3.25	2.86	2.58

TAB. 2.8 – Table de Student t

Le nombre de mesures N est lié au nombre de degrés de liberté ν par la relation 2.32 :

$$\nu = N - 1 \quad (2.32)$$

Les coefficients multiplicatifs à appliquer à l'estimation de l'écart type sont alors obtenus en fonction du nombre de mesures effectuées et de la précision souhaitée. Ainsi, un intervalle de confiance avec une probabilité α est défini par $\pm t_\alpha^\nu \times s$ autour de la valeur considérée.

La deuxième solution consiste à répéter N fois chacun des n essais du plan d'expériences. Utilisant des matrices du modèle de type matrices d'Hadamard, les sections précédentes ont montré que l'écart type sur les effets est une fraction de l'écart type sur la réponse dépendant du nombre d'expériences n :

$$\sigma_E = \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \quad (2.33)$$

Soit N le nombre de répétitions de chaque expérience. En réalisant N répétitions pour chaque expérience i , on améliore alors l'estimation s_i de l'écart type sur la réponse mesurée. En notant $y_{i,j}$ la mesure de la j^{eme} répétition de l'expérience i et \bar{y}_i la moyenne des N répétitions de la i^{eme} expérience, on peut alors définir la variance s_i^2 :

$$s_i^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^N (y_{i,j} - \bar{y}_i)^2 \quad (2.34)$$

En partant de l'hypothèse couramment admise ([Lou05]) suivant laquelle l'isovariance sur la réponse est assurée sur l'ensemble du domaine expérimental et que les erreurs commises sur le résultat sont indépendantes, il est possible de définir l'estimation de l'écart type sur l'ensemble du domaine, s . Il vient alors, équation 2.35 :

$$s = \sqrt{\frac{s_i^2}{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N s_i^2}{n \times N}} \quad (2.35)$$

Soit alors l'estimation de l'écart type sur les effets, s_E , équation 2.36 :

$$s_E = \frac{s}{\sqrt{N \times n}} \quad (2.36)$$

Il est alors possible de définir l'intervalle de confiance. L'estimation de l'écart type va donc être pondérée par la valeur de la variable de Student à $n \times (N-1)$ degrés de liberté pour une probabilité en valeur absolue α : $t_{\alpha}^{n \times (N-1)}$.

En répétant ainsi les essais de la table d'expériences, la précision obtenue sur les effets va être améliorée. Cependant, une telle amélioration est tributaire d'un coût plus élevé en essais.

Les plans factoriels permettent donc d'étudier les effets de facteurs sur un ou plusieurs critères et de définir un optimum pour celui-ci. Cependant, ce point optimal est dépendant de la valeur des niveaux choisis pour chacun des paramètres lors de l'étude. La méthodologie des surfaces de réponses, présentée dans la section suivante va permettre de modéliser l'évolution du critère entre ces niveaux afin d'obtenir un point optimal indépendant de ceux-ci.

2.4 Surfaces de réponses

Dans cette partie, les plans d'expériences permettant de régler les paramètres pour atteindre un optimum entre les niveaux des facteurs vont être présentés. Le principe est ici de modéliser la surface de réponses expérimentale, c'est-à-dire l'évolution du critère sur un univers de discours des variables borné et de chercher l'optimum de la surface estimée. Là encore, de nombreuses références sur le sujet

existent : [Lou05], [Khu96] et [Mye95]. Parmi les nombreux types de plans permettant de construire des surfaces de réponses, nous ne présenterons et n'utiliserons ici que les plans composites centrés.

2.4.1 Définition du modèle

Les plans que nous avons présentés précédemment permettent d'étudier et de comparer les effets de facteurs sur une réponse. L'objectif est maintenant d'obtenir un réglage dit optimal de ces paramètres sur le domaine de variation de ceux-ci par rapport au critère sélectionné. Il est donc souhaitable de pouvoir faire la recherche de ces coefficients "entre" les niveaux donnés aux variables. Des variables centrées réduites vont de nouveau être utilisées, prenant des valeurs dans l'intervalle $[-1, 1]$ sur le domaine expérimental étudié par rapport au centre de celui-ci. La relation de codage suivante est employée pour transformer la valeur $u \in [u_{mini}, u_{maxi}]$ du facteur U où u_{mini} et u_{maxi} représentent les valeurs extrêmes de U sur le domaine expérimental en variable centrée réduite $x \in [-1, 1]$:

$$x = \frac{u - \frac{u_{mini} + u_{maxi}}{2}}{\frac{u_{maxi} - u_{mini}}{2}} \quad (2.37)$$

Il va falloir maintenant positionner judicieusement les essais au sein du domaine expérimental afin de pouvoir modéliser en un nombre réduit d'expériences la surface expérimentale étudiée. Pour ce faire, il existe de nombreux types de plans, apportant chacun des éléments de réponses à différents types de problèmes, [Lou05]. La première interrogation repose sur le type de modèle qui va être utilisé pour estimer la surface expérimentale. Il faudra alors choisir le plan en conséquence et mener une analyse statistique du modèle obtenu afin de vérifier si la surface de régression donne une approximation utilisable du phénomène réel. Enfin, la surface obtenue sera analysée pour trouver le réglage optimal dans le cadre de la problématique choisie. Cette analyse sera d'autant plus facile que le choix du modèle sera judicieux. Ainsi, une légère perte d'information au niveau de la corrélation, c'est-à-dire l'adéquation entre le modèle et la réponse réelle, pourra se révéler intéressante en terme d'exploitation du modèle si celui-ci est facilement exploitable.

En conséquence, l'hypothèse selon laquelle la surface de réponse peut être estimée par une forme particulière de modélisation : une forme quadratique est couramment adoptée, [Khu96] et [Mye95]. Ce choix repose sur le fait que ce modèle est bien connu et facile à exploiter et que sa forme particulière, basée sur des polynômes du second degré, est applicable à de nombreux problèmes. En effet, il est toujours possible de définir au voisinage d'un point un développement en série de toute fonction. En posant η l'estimation de la valeur de la réponse étudiée pour un point de fonctionnement donné, β_m et β_{mn} les coefficients du polynôme et x_l la variable associée au facteur l , $l \in [1, k]$, la forme générale du modèle peut être

définie :

$$\eta = \beta_0 + \sum_{i=1}^k \beta_i \cdot x_i + \sum_{i=1}^k \beta_{ii} \cdot x_i^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \left(\sum_{j=i+1}^k \beta_{ij} \cdot x_i \cdot x_j \right) \quad (2.38)$$

On a alors p inconnues qui sont les coefficients β du modèle :

$$p = \frac{(k+2)!}{k!2!} = \frac{(k+1)(k+2)}{2} \quad (2.39)$$

Il va donc falloir réaliser un nombre d'expériences supérieur ou égal au nombre p d'inconnues pour estimer celles-ci. Il apparaît donc qu'il va falloir limiter le nombre de facteurs étudiés, le nombre d'essais nécessaires augmentant de façon factorielle avec celui-ci. Pratiquement, les plans permettant d'étudier les surfaces de réponses sont souvent utilisés en complément d'une première étude sur les effets des facteurs qui permet de sélectionner les paramètres servant à modéliser la surface expérimentale, c'est-à-dire les facteurs les plus influents.

2.4.2 Les plans composites centrés

Notre choix s'est porté sur les plans composites centrés, [Khu96] et [Mye95], pour l'étude des surfaces de réponses. Ils présentent l'avantage de la facilité de construction car ils sont construits en ajoutant des points de mesures à un plan factoriel complet. Les plans pour l'étude d'une surface de réponse étant souvent utilisés après une étude des effets des facteurs, il suffit alors de réaliser seulement quelques expériences supplémentaires pour estimer la surface de réponse du critère étudié. Ils sont cependant assez gourmands en terme de nombre d'essais par rapports à d'autres types de plans ([Lou05]), mais ce nombre reste raisonnable lorsque le nombre de facteurs étudiés reste faible (entre 2 et 4 paramètres). Un autre inconvénient vient du fait que ce type de plan nécessite 5 niveaux par facteur et qu'il peut être parfois difficile matériellement de les réaliser. Une présentation très complète de ces plans est donnée dans [Lou05].

Un plan composite centré est défini par :

- un plan factoriel complet 2^k ,
- n_0 répétitions au centre du domaine expérimental, dédiées à l'analyse statistique,
- deux points en étoiles par paramètre et positionnés sur les axes de chacun de ceux-ci à une distance α du centre du domaine. Ces points contribuent à l'évaluation des termes quadratiques du modèle polynomial, c'est-à-dire qu'ils donnent des informations sur la courbure de la surface de réponse.

La figure 2.4 représente un exemple de plan composite centré pour l'étude de deux paramètres (les essais supplémentaires donnant des renseignements sur la courbure de la surface sont placés à l'extérieur du domaine expérimental).

Le nombre total d'essais devant être menés, N , va dépendre du nombre de facteurs k étudiés et du nombre de répétitions au centre du domaine, n_0 :

$$N = 2^k + 2 \cdot k + n_0 \quad (2.40)$$

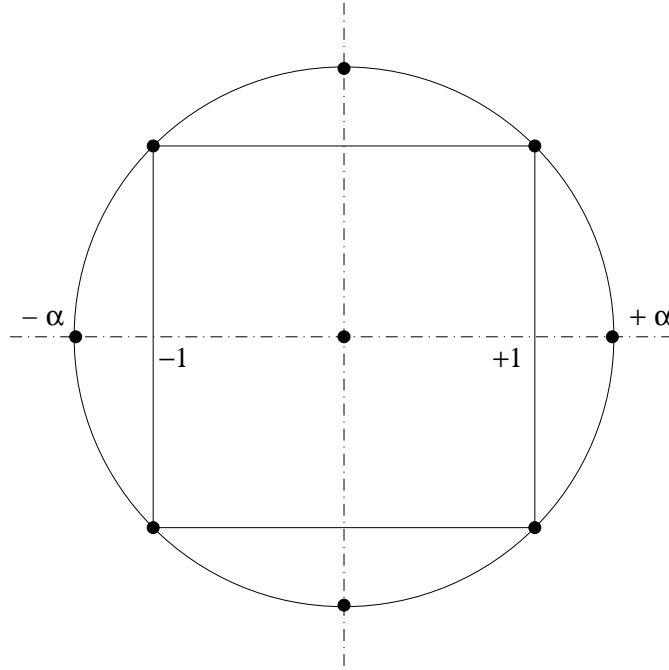


FIG. 2.4 – Plan composite centré pour l'étude de deux facteurs

Le nombre de répétitions au centre et la valeur à donner à α vont dépendre des propriétés qui vont être attribuées au plan, comme présenté un peu plus loin.

Pour illustrer la construction d'un plan composite centré, l'exemple du plan utilisé au cours de nos travaux, dans les chapitres 3 et 4, c'est-à-dire un plan à 3 facteurs, va être présenté. Dans un premier temps, la matrice d'expérience, ξ , va être définie équation 2.41. Elle définit les niveaux de chacun des paramètres à chaque expérience. Chaque colonne de la matrice est associée à un facteur.

$$\xi = \begin{pmatrix} -1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 \\ -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 \\ -1 & -1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 \\ -1 & +1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 \\ +\alpha & 0 & 0 \\ -\alpha & 0 & 0 \\ 0 & +\alpha & 0 \\ 0 & -\alpha & 0 \\ 0 & 0 & +\alpha \\ 0 & 0 & -\alpha \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.41)$$

Pour la simplicité de la représentation, n_0 est ici temporairement fixé à 1. Il faut alors déterminer la valeur à lui donner, ainsi qu'à α .

À partir de cette matrice d'expériences, il est possible de définir la matrice du modèle permettant de calculer les coefficients du modèle. Avec $k = 3$ facteurs étudiés, un espace en 3 dimensions avec $p = 10$ inconnues est obtenu. Soit β le vecteur des coefficients défini par :

$$\beta = \begin{pmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \\ \beta_{11} \\ \beta_{22} \\ \beta_{33} \\ \beta_{12} \\ \beta_{13} \\ \beta_{23} \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

Il vient alors l'équation du modèle suivante, (2.43), application pour 3 inconnues de l'équation 2.38 :

$$\eta = \beta_0 + \sum_{i=1}^3 \beta_i \cdot x_i + \sum_{i=1}^3 \beta_{ii} \cdot x_i^2 + \sum_{i=1}^2 \left(\sum_{j=i+1}^3 \beta_{ij} \cdot x_i \cdot x_j \right) \quad (2.43)$$

Pour calculer ces coefficients par la méthode des moindres carrés, la matrice du modèle, X , équation 2.44, va être utilisée. Celle-ci étend la matrice d'expériences en définissant dans chaque colonne les niveaux de chacun des coefficients de l'équation du modèle pour chaque essai. Ces nouvelles colonnes sont calculées par multiplication des colonnes de la matrice d'expériences.

$$X = \begin{pmatrix} +1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & +1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & +\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & -\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & +\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & -\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 & +\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 & -\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.44)$$

Il vient alors la matrice d'information, $({}^tXX)$ (2.45), qui définit les propriétés

et qualités du plan d'expériences.

$$({}^tXX) = \begin{pmatrix} N & 0 & 0 & 0 & a & a & a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a & 0 & 0 & 0 & c & b & b & 0 & 0 & 0 \\ a & 0 & 0 & 0 & b & c & b & 0 & 0 & 0 \\ a & 0 & 0 & 0 & b & b & c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

avec :

$$\begin{cases} N = 2^k + 2k + n_0 = 14 + n_0 \\ a = 2^k + 2\alpha^2 = 8 + 2\alpha^2 \\ b = 2^k = 8 \\ c = 2^k + 2\alpha^4 = 8 + 2\alpha^4 \end{cases} \quad (2.46)$$

Cette matrice conduit à la matrice de dispersion $({}^tXX)^{-1}$ utilisée dans la méthode des moindres carrés pour estimer le vecteur de paramètres β . Celle-ci prend la forme décrite équation 2.47

$$({}^tXX)^{-1} = \begin{pmatrix} D & 0 & 0 & 0 & C & C & C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C & 0 & 0 & 0 & A & B & B & 0 & 0 & 0 \\ C & 0 & 0 & 0 & B & A & B & 0 & 0 & 0 \\ C & 0 & 0 & 0 & B & B & A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F \end{pmatrix} \quad (2.47)$$

avec :

$$\begin{cases} A = \frac{N.b - 2a^2 + N.c}{-2N.b^2 + 3a^2(b - c) + N.c(b + c)} \\ B = \frac{-N.b - a^2}{-2N.b^2 + 3a^2(b - c) + N.c(b + c)} \\ C = \frac{-a}{2N.b - 3a^2 + N.c} \\ D = \frac{2N.b - 3a^2 + N.c}{2b + c} \\ E = \frac{1}{a} \\ F = \frac{1}{b} \end{cases} \quad (2.48)$$

À partir des matrices d'information et de dispersion, il est nécessaire de chercher les valeurs à attribuer à α et n_0 pour obtenir des propriétés intéressantes. Dans les cas des plans factoriels fractionnaires, la condition d'orthogonalité était recherchée pour améliorer la précision sur les effets. Pour les plans composites centrés, il ne va pas être possible d'assurer cette propriété, les termes diagonaux de la matrice d'informations (correspondant aux points supplémentaires donnant des informations sur la courbure de la surface) ne pouvant être annulés. D'autres conditions sur ces deux paramètres vont alors être recherchées pour assurer certaines propriétés comme la pseudo-orthogonalité, l'isovariance par rotation ou la précision uniforme.

La propriété de pseudo-orthogonalité consiste à rapprocher la matrice de dispersion d'une matrice diagonale en annulant les termes notés B . Il est possible de montrer, [Lou05], que pour annuler ces coefficients, il faut choisir α et n_0 tels que :

$$\alpha = \left(\frac{2^k(\sqrt{2^k + 2k + n_0} - \sqrt{2^k})^2}{4} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (2.49)$$

Une deuxième propriété intéressante est l'isovariance par rotation. La norme FD X 06-080, [AFN89] la définit ainsi :

"Un dispositif expérimental présente des propriétés d'isovariance par rotation quand la fonction de variance ne dépend que de la distance au centre du domaine expérimental. Ainsi, aucune direction n'est privilégiée."

La condition d'isovariance par rotation est donnée par la condition de l'équation 2.50 ([Lou05]) :

$$\alpha = \sqrt[4]{2^k} \quad (2.50)$$

La dernière propriété qui va nous intéresser, la notion de précision uniforme, est elle aussi définie par la norme FD X 06-080, [AFN89] :

"Un dispositif expérimental présente des propriétés de précision uniforme si la fonction de variance est pratiquement constante à l'intérieur d'une sphere ayant le même centre que le domaine expérimental. Elle ne peut être obtenue que si l'isovariance par rotation est déjà assurée."

Il est possible de montrer ([Lou05]) que la condition de précision uniforme est :

$$n_0 = \frac{(k+3) + \sqrt{9k^2 + 14k - 7}}{4(k+2)} \left(\sqrt{2^k} + 2 \right)^2 - 2^k - 2k \quad (2.51)$$

L'isovariance par rotation ne dépendant que de α , il est possible d'associer à cette propriété soit la pseudo-orthogonalité soit la précision uniforme. Par contre, ces deux dernières sont incompatibles car la précision uniforme est indissociable de l'isovariance par rotation, [Lou05]. Le tableau 2.9 donne les valeurs à donner à α et n_0 pour obtenir les différentes propriétés.

Par la suite, les propriétés d'isovariance par rotation et de précision uniforme seront préférées afin de conserver une variance quasi constante sur le domaine expérimental. L'analyse statistique en sera d'autant plus aisée. Pour $k = 3$ facteurs,

	Nombre de facteurs							
	$k = 2$		$k = 3$		$k = 4$		$k = 5$	
2^k	4		8		16		32	
$2k$	4		6		8		10	
α (isovariance par rotation)	1.414		1.682		2		2.378	
n_0 (pseudo-orthogonalité)	8		9		12		17	
n_0 (précision uniforme)		5		6		7		10
$N = 2^k + 2k + n_0$	16	13	23	20	36	31	59	52

TAB. 2.9 – Conditions d'isovariance par rotation, de pseudo-orthogonalité et de précision uniforme

il vient alors :

$$\begin{cases} \alpha = 1.682 \\ n_0 = 6 \end{cases} \quad (2.52)$$

À partir de la matrice d'expériences, les essais peuvent maintenant être effectués et conduisent à la mesure du vecteur des réponses Y :

$${}^tY = (y_1 \ y_2 \ y_3 \ \dots \ y_N) \quad (2.53)$$

2.4.3 Analyse des résultats

L'exploitation des résultats va passer par l'utilisation de la méthode des moindres carrés. Celle-ci permet d'estimer le vecteur de paramètres β en minimisant le carré des résidus. Soit $\widehat{\beta}$ l'estimation de β .

$$\widehat{\beta} = \begin{pmatrix} \widehat{\beta}_0 \\ \widehat{\beta}_1 \\ \widehat{\beta}_2 \\ \widehat{\beta}_3 \\ \widehat{\beta}_{11} \\ \widehat{\beta}_{22} \\ \widehat{\beta}_{33} \\ \widehat{\beta}_{12} \\ \widehat{\beta}_{13} \\ \widehat{\beta}_{23} \end{pmatrix} \quad (2.54)$$

L'existence de résidus lors de l'estimation implique l'introduction d'une erreur entre la réponse réelle et la réponse estimée. Soit le vecteur de ces erreurs :

$${}^tE = (e_1 \ e_2 \ e_3 \ \dots \ e_N) \quad (2.55)$$

Il vient alors le système matriciel suivant en notant \hat{Y} l'estimation du vecteur de réponses :

$$Y = X.\hat{\beta} + E = \hat{Y} + E \quad (2.56)$$

L'estimation des coefficients est alors directement obtenue en utilisant les matrices définies plus haut et donc avec les propriétés d'isovariance par rotation et de précision uniforme :

$$\hat{\beta} = ({}^tXX)^{-1}.({}^tX).Y \quad (2.57)$$

Soit alors les résidus, E :

$$E = Y - \hat{Y} \quad (2.58)$$

Les résultats obtenus peuvent alors être représentés graphiquement afin de comparer dans un premier temps les points mesurés et les réponses estimées. Pour cela, il est nécessaire de tracer le graphe d'adéquation du modèle. Les réponses mesurées sont placées en abscisse et les réponses estimées en ordonnée, figure 2.5. Si le nuage de points est aligné sur la droite d'équation $y = x$, la qualité descriptive du modèle sera a priori plutôt bonne. La figure 2.5 donne un exemple de graphe d'adéquation pour l'étude de l'IAE de la tension de sortie d'un convertisseur à absorption sinus (cf chapitre 4).

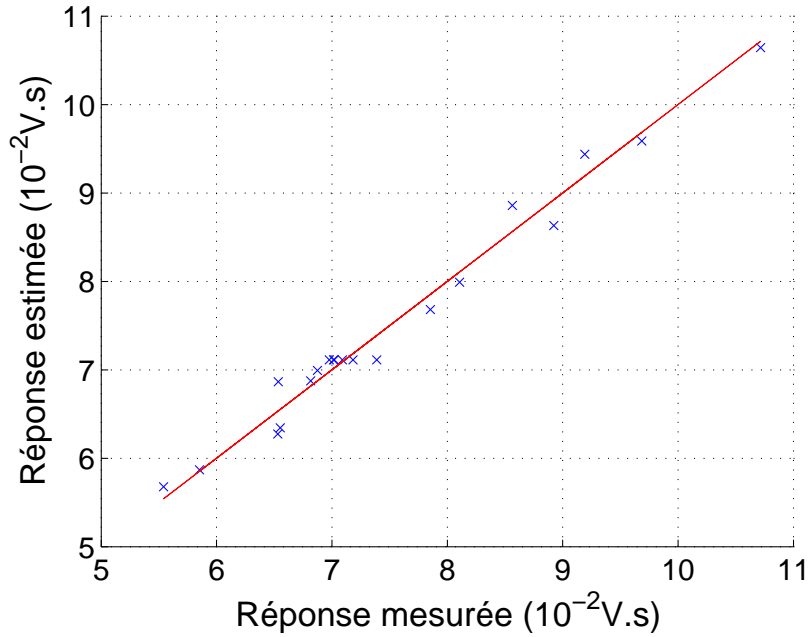


FIG. 2.5 – Exemple de graphe d'adéquation du modèle

Par cette représentation graphique un premier estimateur de la qualité descriptive du modèle est alors obtenu.

Il est alors aisé de tracer la surface de réponse modélisée en fonctions des variables étudiées. La figure 2.6 représente à titre d'exemple l'évolution du critère (ici l' IAE) en fonction de deux paramètres.

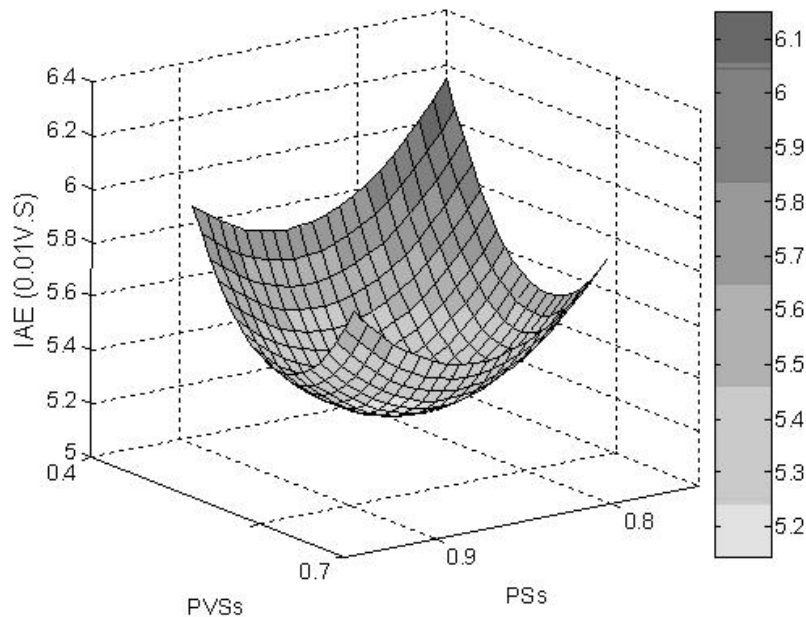


FIG. 2.6 – Exemple d'estimation d'une surface de réponse

Il existe d'autres représentations, comme par exemple les courbes iso-réponses donnant les zones dans lesquelles le critère prend une même valeur. Cependant, de telles représentations sont difficilement exploitables directement lorsque le nombre de paramètres étudiés est supérieur à deux. Dans tous les cas, avant d'exploiter le modèle obtenu, il faut mener l'étude statistique de celui-ci.

2.4.4 Analyse statistique des résultats

Une série de tests statistiques va maintenant être menée pour juger de la qualité du modèle. Une présentation détaillée des tests statistiques appliqués aux méthodes de regression peut être trouvée dans [Dod04] et [Dra81]. Cette étude peut être décomposée en trois étapes :

- l'analyse globale du système,
- l'étude des coefficients du modèle,
- l'analyse des résidus.

L'objectif de l'analyse globale des résultats est de définir la qualité descriptive du modèle au moyen d'un tableau d'analyse de la variance (tableau ANOVA). Pour ce faire, plusieurs grandeurs doivent être préalablement définies.

Soit SCT la somme des carrés totale, c'est-à-dire la somme des carrés des écarts entre les mesures de la réponse et leur moyenne :

$$SCT = \sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2 \quad (2.59)$$

Cette somme peut être décomposée comme une somme de deux termes, SCM , la somme des carrés due à la régression ou variation expliquée par le modèle et SCE , la somme des carrés des résidus ou variation inexpliquée par le modèle :

$$SCT = SCE + SCM \quad (2.60)$$

SCM est la somme des carrés des erreurs entre les réponses estimées et la moyenne des réponses mesurées :

$$SCM = \sum_{i=1}^N (\hat{y}_i - \bar{y})^2 \quad (2.61)$$

SCE est la somme du carré des écarts entre les réponses mesurées et estimées :

$$SCE = \sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2 \quad (2.62)$$

Un test statistique visant à rejeter l'hypothèse (H_0) selon laquelle le modèle ne permet pas de décrire la variation des essais va maintenant être réalisé. Lorsque cette hypothèse est vérifiée, il est possible de montrer ([Dod04]) que la statistique F_c décrite équation 2.63 suit une loi de Fisher avec respectivement $(p-1)$ et $(N-p)$ degrés de liberté.

$$F_c = \frac{SCM}{SCE} \quad (2.63)$$

Ainsi, l'hypothèse (H_0) est rejetée avec une probabilité α si :

$$F_c > F_{(\alpha, p-1, N-p)} \quad (2.64)$$

Dans l'équation 2.64, $F_{(\alpha, p-1, N-p)}$ est le $(1-\alpha)$ quantile d'une loi de Fisher avec $(p-1)$ et $(N-p)$ degrés de liberté.

Ces données conduisent à la construction du tableau ANOVA, 2.10, récapitulant ces différents résultats.

Il est ainsi possible de conclure quand à la capacité de description des variations des essais du modèle.

Le point suivant consiste en la définition du pourcentage de variation totale expliquée par le modèle au moyen du coefficient de détermination R^2 , prenant des valeurs dans l'intervalle $[0 \quad 1]$:

$$R^2 = \frac{SCM}{SCT} = 1 - \frac{SCE}{SCT} \quad (2.65)$$

Source de variation	Degrés de liberté	Somme des carrés	Moyenne des carrés	F_c
Régression	$p - 1$	SCM	$\frac{SCM}{p - 1}$	$\frac{SCM}{SCE}$
Résiduelle	$N - p$	SCE	$\frac{SCE}{N - p}$	
Totale	$N - 1$	SCT		

TAB. 2.10 – Tableau ANOVA : analyse de régression

Quand $R^2 = 1$, les estimations \hat{y}_i coïncident avec les mesures alors que pour $R^2 = 0$ les données ne sont pas du tout alignées. Le coefficient de détermination indique donc le degré d'alignement des données sur le modèle de régression. Ainsi, pour $R^2 = 0.8$, 80% de la variation des essais est expliquée par le modèle.

Cependant, en présence de plusieurs variables explicatives, ce qui est souvent le cas pour les régressions multiples, le coefficient de détermination augmente naturellement et ne permet pas de comparer significativement différents modèles ([Dod04]). Il est donc usuel d'introduire et d'utiliser le critère du R^2 ajusté, R_{ajuste}^2 , qui est maximal quand l'estimateur des erreurs s^2 , équation 2.66, est minimal.

$$s^2 = \frac{SCE}{N - p} \quad (2.66)$$

R_{ajuste}^2 est défini par :

$$R_{ajuste}^2 = 1 - \frac{\frac{SCE}{N - p}}{\frac{SCT}{N - 1}} \quad (2.67)$$

La qualité du modèle sera donc d'autant meilleure que R_{ajuste}^2 sera proche de 1.

Les différents paramètres du modèle peuvent aussi être analysés statistiquement. L'hypothèse nulle (H_0) est alors étudiée pour chacun des coefficients, selon laquelle ceux-ci sont nuls. Pour ce faire, la statistique t_c qui dépend de l'estimation de l'écart type de $\hat{\beta}(i)$, $s(\hat{\beta}(i))$ est alors calculée :

$$t_c = \frac{\hat{\beta}(i)}{s(\hat{\beta}(i))} \quad (2.68)$$

Or, cet écart type est estimé à partir des termes diagonaux c_{ii} de la matrice de dispersion $({}^tXX)^{-1}$:

$$s(\hat{\beta}(i)) = \sigma \sqrt{c_{ii}} \quad (2.69)$$

Soit la variance des résidus, σ_r^2 , l'estimation de la variance expérimentale :

$$\sigma_r^2 = \frac{SCE}{N - p} \quad (2.70)$$

Ce qui conduit au calcul de t_c

$$t_c = \frac{\widehat{\beta}(i)}{\sigma_r \sqrt{c_{ii}}} \quad (2.71)$$

Il est possible de montrer que, sous (H_0) , t_c suit une loi de Student à $(N - p)$ degrés de liberté ([Dod04]). La propriété (H_0) va alors être rejetée au niveau de signification α si :

$$|t_c| > t_{\frac{\alpha}{2}, N-p} \quad (2.72)$$

Dans l'équation 2.72, la valeur critique $t_{\frac{\alpha}{2}, N-p}$ est le $(1 - \frac{\alpha}{2})$ quantile d'une loi de Student à $(N - p)$ degrés de liberté. Il est alors possible de déterminer quels sont les coefficients qu'il faut conserver.

Enfin, la normalité des erreurs va être testée. Pour cela, le tracé du QQ-plot des résidus donne des informations sur la distribution des résidus ([Dod04]). Il s'agit d'ordonner de façon croissante les résidus E . Soit \widetilde{E} ce vecteur des erreurs avec \widetilde{e}_1 le plus petit résidu et \widetilde{e}_N le plus grand :

$$\widetilde{E}' = (\widetilde{e}_1 \quad \widetilde{e}_2 \quad \widetilde{e}_3 \quad \dots \quad \widetilde{e}_N) \quad (2.73)$$

À chacun de ces résidus \widetilde{e}_i est ensuite associé le $\frac{i}{N+1}$ quantile q_i d'une loi normale centrée réduite. La fonction quantile d'une variable aléatoire est l'inverse de sa fonction de répartition. Pour une loi normale centrée réduite, les valeurs de la fonction quantile sont tabulées. Le graphe avec les quantiles q_i en abscisse et les résidus ordonnés \widetilde{E} en ordonnée peut alors être tracé. La figure 2.7 montre un exemple de répartition de ces résidus pour le même cas que ci-dessus.

Si les résidus sont normalement distribués (comme c'est le cas par hypothèse), les points doivent être alignés. La répartition sur l'exemple est donc satisfaisante.

2.4.5 Recherche de l'optimum

La recherche de l'optimum consiste à déterminer analytiquement ses coordonnées et sa nature sur le domaine expérimental étudié, à partir du modèle obtenu. La forme quadratique de celui-ci est rappelée équation 2.74 pour k paramètres :

$$\eta = \beta_0 + \sum_{i=1}^k \beta_i . x_i + \sum_{i=1}^k \beta_{ii} . x_i^2 + \sum_{i=1}^{k-1} (\sum_{j=i+1}^k \beta_{ij} . x_i . x_j) \quad (2.74)$$

Celle-ci peut alors être écrite sous la forme matricielle suivante en notant x le vecteur des variables :

$$\eta = b_0 + {}^t x . b + {}^t x . B . x \quad (2.75)$$

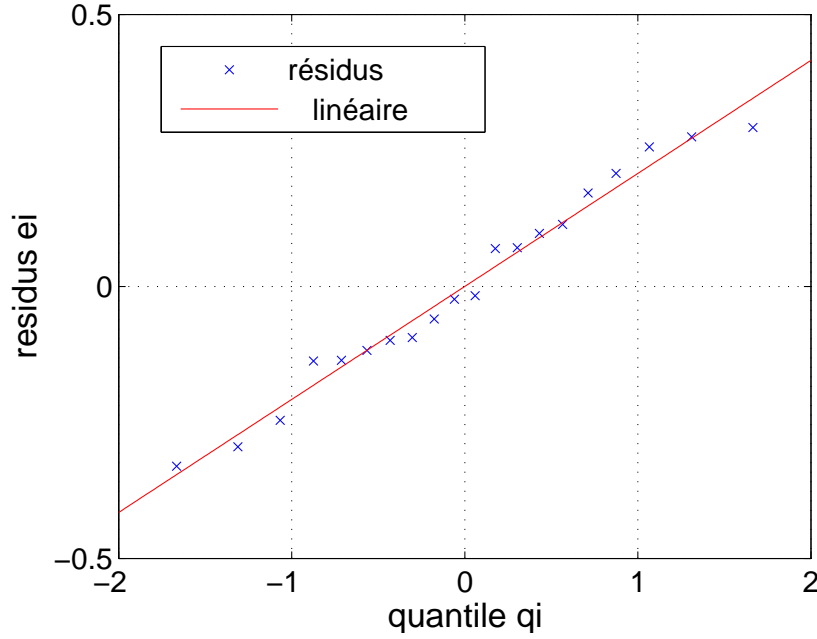


FIG. 2.7 – Exemple d'analyse des résidus

Quelque soit le nombre de variables du modèle, le coefficient b_0 est défini comme suit :

$$b_0 = \beta_0 \quad (2.76)$$

Pour un modèle prenant en compte k variables, les coefficients de l'équation 2.75 sont, d'une part pour le vecteur b :

$${}^t b = (\beta_1 \quad \beta_2 \quad \dots \quad \beta_k) \quad (2.77)$$

D'autre part, la matrice B est symétrique et de la forme suivante :

$$B = \begin{pmatrix} \beta_{11} & \frac{\beta_{12}}{2} & \dots & \frac{\beta_{1k}}{2} \\ & \beta_{22} & \dots & \frac{\beta_{2k}}{2} \\ & & \text{symétrique} & \frac{\beta_{k-1,k}}{2} \\ & & & \beta_{kk} \end{pmatrix} \quad (2.78)$$

Le vecteur x regroupe les variables du modèle :

$${}^t x = (x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_k) \quad (2.79)$$

La détermination du point stationnaire, xs , de la forme quadrique est alors obtenue en résolvant les équations suivantes :

$$\forall i \in [1 \quad k], \quad \frac{\partial \eta}{\partial x_i} = 0 \quad (2.80)$$

L'équation 2.80 donne alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \eta}{\partial x_1} = \beta_1 + 2\beta_{11}.xs_1 + \sum_{i=2}^k \beta_{1i}.x_i = 0 \\ \frac{\partial \eta}{\partial x_2} = \beta_2 + 2\beta_{22}.xs_2 + \sum_{i \neq 2}^k \beta_{2i}.x_i = 0 \\ \vdots \\ \frac{\partial \eta}{\partial x_k} = \beta_k + 2\beta_{kk}.xs_k + \sum_{i \neq k}^{k-1} \beta_{ki}.x_i = 0 \end{array} \right. \quad (2.81)$$

Soit, sous la forme matricielle, l'équation 2.81 devient :

$$b + 2B \times xs = 0 \quad (2.82)$$

Il vient immédiatement la relation suivante donnant les coordonnées du point stationnaire :

$$xs = -\frac{1}{2}B^{-1}b \quad (2.83)$$

Les coordonnées du point stationnaire étant connues, il est alors nécessaire d'étudier sa nature (maximum, minimum, point d'inflexion). Cette étude passe par la détermination des valeurs propres λ_i $i \in [1 \dots k]$ de la matrice B . Celles-ci sont nécessairement réelles car la matrice B est symétrique et ses éléments prennent leur valeur dans \mathbb{R} , [Khu96]. A partir de celles-ci, la connaissance de la nature du point stationnaire est immédiate :

- si B est définie positive, c'est-à-dire que $\forall i \in [1 \dots k], \lambda_i > 0$, le point stationnaire sera un minimum,
- si B est définie négative, c'est-à-dire que $\forall i \in [1 \dots k], \lambda_i < 0$, le point stationnaire sera un maximum,
- si les valeurs propres prennent des signes différents, le point stationnaire sera un point d'inflexion.

Connaissant les coordonnées du point stationnaire et si sa nature est du type recherché, il faut alors vérifier si celui-ci appartient au domaine expérimental à l'intérieur duquel le modèle est valide. Ce domaine étant une hyper-sphere et des variables centrées réduites étant utilisées, il suffit de vérifier que la distance au centre du point stationnaire, d , est inférieure à 1, avec :

$$d = \left(\sum_{i=1}^k xs_i^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.84)$$

Si l'optimum est de nature recherchée (minimum ou maximum) et s'il se trouve effectivement dans le domaine expérimental, l'analyse analytique permet de conclure. Cependant, dans le cas contraire, c'est-à-dire que le point stationnaire n'est pas du type recherché ou qu'il ne se trouve pas dans le domaine expérimental, la solution recherchée ne correspond pas à l'optimum global. Une recherche

locale doit alors être menée sur le domaine expérimental afin de trouver l'optimum local recherché. Différentes méthodes peuvent être utilisées pour cette recherche, comme par exemple les algorithmes d'optimisation. D'autre part, la méthodologie dite "Ridge Analysis", [Dra63] et [Hoe85], permet notamment d'étudier des formes quadratiques dans ce cas et d'obtenir l'optimum recherché à un degré d'incertitude près. Cette méthode sera privilégiée dans ce cas car elle permet de donner en plus du point optimal des informations sur la courbure de la surface et des indications sur la direction de recherche à privilégier pour des études complémentaires.

La méthode analytique présentée plus haut donne le point stationnaire sur le domaine \mathbb{R}^k (où k est le nombre de variables) mais ne prend pas en compte la contrainte sur l'univers du discours, c'est-à-dire que le modèle ne donne une bonne description de l'évolution du critère uniquement à l'intérieure d'une hyper-sphère de rayon donné (de valeur unitaire de part l'utilisation de variables centrées réduites). La méthode "Ridge Analysis" permet de prendre en compte cette spécificité en utilisant l'écriture du Lagrangien sous la contrainte de l'appartenance au domaine. Cette contrainte se traduit par la relation suivante :

$$\sum_{i=1}^k x_i^2 \leq 1 \quad (2.85)$$

Le principe de la méthode consiste à rechercher le point stationnaire sur une hyper-sphère de rayon donné, R , inférieur ou égal à la limite du discours des variables du modèle ($R \leq 1$). Les coordonnées de ce point vérifieront alors :

$$\sum_{i=1}^k x_i^2 = R^2 \quad (2.86)$$

En réalisant la recherche pour différentes valeurs de R , il est possible de trouver un point proche du point stationnaire optimal recherché sur l'univers de discours considéré. En effet, l'espace expérimental devient criblé de courbes montrant comment évolue la valeur du critère en fonction du rayon R .

Afin de mener une telle recherche sous contrainte, il est nécessaire de définir le Lagrangien au moyen de la fonction Fl , explicitée équation 2.87 où μ représente le multiplicateur de Lagrange.

$$Fl = \eta - \mu({}^t x.x - R^2) \quad (2.87)$$

Soit encore :

$$Fl = b_0 + {}^t x.b + {}^t x.B.x - \mu({}^t x.x - R^2) \quad (2.88)$$

La différentiation du problème sous contrainte conduit alors à l'équation 2.89 :

$$\frac{\partial Fl}{\partial x} = b + 2B.x - 2\mu x \quad (2.89)$$

Pour obtenir les coordonnées du point stationnaire de ce contour, la relation 2.90 doit être vérifiée :

$$\frac{\partial Fl}{\partial x} = 0 \quad (2.90)$$

Ces coordonnées sont alors données par l'équation 2.91 à la condition que la valeur de μ soit distincte des valeurs propres de B .

$$(B - \mu.I)x = -\frac{b}{2} \quad (2.91)$$

C'est le choix de la valeur du multiplicateur de Lagrange, μ , qui, au moyen des équations 2.86, 2.91 et 2.75, permet de définir les couples (R, η) qui en "criblant" le domaine expérimental permettent d'obtenir le point optimal recherché. De ce fait, R devient une variable et c'est le coefficient μ qui va être fixé. Il existe des relations de dépendance entre μ et R , définies en fonction de la nature du point stationnaire recherché, permettant de faire évoluer dans le sens désiré la valeur du rayon. Celles-ci seront présentées un peu plus loin.

Soit la matrice M le hessien de Fl . Elle est définie par :

$$M = 2(B - \mu.I) \quad (2.92)$$

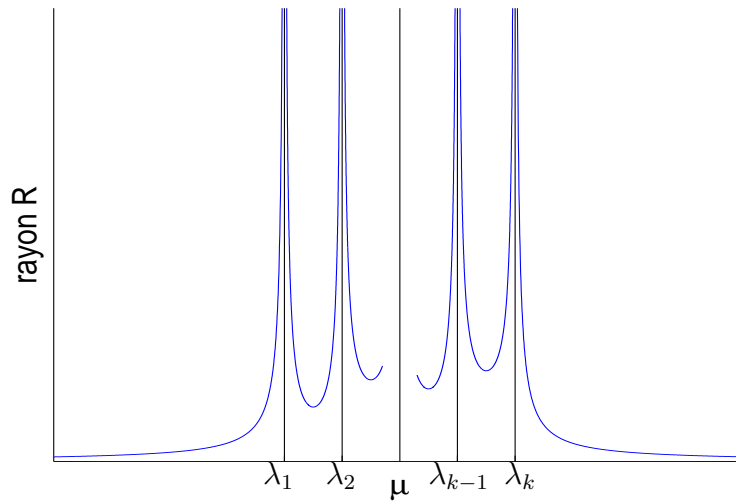
De façon analogue à l'étude précédente sur l'ensemble du domaine de variations des variables, la nature du point stationnaire de la fonction Fl est liée au signe des valeurs propres de la matrice M . Celles-ci dépendent des valeurs propres λ_i de la matrice B et de la valeur de μ . En fonction du choix de celle-ci, le point stationnaire sera de l'une des natures suivantes :

- si $\mu < \min(\lambda_i)$, M est définie positive et le point stationnaire est un minimum global de η sur l'hyper-sphère de rayon $R = \sum_{i=1}^k x_i^2$,
- si $\mu > \max(\lambda_i)$, M est définie négative et le point stationnaire est un maximum global de η sur l'hyper-sphère de rayon $R = \sum_{i=1}^k x_i^2$,
- si $\mu < \max(\lambda_i)$ et $\mu > \min(\lambda_i)$, le point stationnaire est un point d'inflexion de η sur l'hyper-sphère de rayon R .

Pour un point stationnaire de nature donnée, faisant varier μ en respectant la condition associée à la nature désirée, il est possible de faire décrire à R l'univers du discours étudié. La figure 2.8, [Dra63], montre l'évolution du rayon R en fonction des valeurs données à μ . Les valeurs propres de la matrice B , λ_i , sont classées dans l'ordre croissant sur la figure.

L'évolution du rayon en fonction du multiplicateur de Lagrange μ est ainsi décrite dans les 3 cas de figure : recherche de minimum ($\mu < \lambda_1$), de maximum ($\mu > \lambda_k$) ou de point d'inflexion ($\lambda_1 < \mu < \lambda_k$). Il est donc aisé de maîtriser l'évolution du rayon sur le domaine étudié fort de la connaissance de ces tendances.

À partir de la forme matricielle du modèle quadratique et posant le rayon des cercles de criblage R comme une variable, la méthodologie de la "Ridge Analysis" peut donc être décomposée en plusieurs points :

FIG. 2.8 – Evolution du rayon R en fonction de μ

- choix de la nature du point stationnaire recherché (maximum, minimum ou point d'inflexion),
- choix en conséquence des valeurs de μ à partir des valeurs propres de la matrice B du modèle,
- calcul pour les différentes valeurs de μ des coordonnées x ,
- calcul des rayon R et évaluations des valeurs du critère.

Dans les sections précédentes, les plans d'expériences ont été présentés et il a été montré comment cette méthodologie permettait de donner des informations sur les effets de paramètres sur un critère et comment arriver à trouver un réglage optimum des facteurs pour ce critère étudié. Dans la partie suivante, la notion de désirabilité va être présentée, notion permettant d'étudier plus d'un critère en rassemblant différents objectifs en un critère composite.

2.5 Désirabilité

Dans les parties précédentes, il a été montré que les plans d'expériences étaient un outil intéressant pour l'étude d'un critère. Or, il est tout à fait possible d'utiliser cette même méthodologie pour l'étude de plusieurs critères tout en ne mettant en oeuvre qu'un seul plan d'expériences. Pour cela, la notion de désirabilité, qui permet d'agréger en un unique critère composite plusieurs autres critères, va être utilisée.

Cette notion a été introduite par E.C. Harrington [Har65] en 1965 puis a été développée par la suite, notamment par G. Derringer, [Der80] et [Der94].

Elle permet de rassembler des critères ayant des unités différentes par le biais de fonctions de désirabilité élémentaires, adimensionnelles et variant entre 0 et 1. Une désirabilité de 0, c'est-à-dire une désirabilité élémentaire prenant la valeur nulle, représente une configuration inacceptable pour la propriété sélectionnée, alors

qu'une désirabilité prenant la valeur 1 indique qu'une amélioration de la propriété sélectionnée n'améliorera pas le produit étudié et représente donc la performance maximale désirée pour le critère.

À chaque critère Y_i (i^{eme} critère) considéré, une fonction de désirabilité élémentaire d_i va donc lui être associée. Il existe de nombreuses fonctions de types différents pour transformer les critères en fonctions de désirabilités élémentaires. Nous retiendrons ici pour le cadre de nos travaux la transformation suivante, présentée figure 2.9 qui présente l'avantage de transposer facilement en termes mathématiques la gestion des propriétés, [Der94].

$$d_i = \begin{cases} 0 & \Leftrightarrow Y_i \leq Y_{i,p} \\ \left[\frac{Y_i - Y_{i,p}}{Y_{i,c} - Y_{i,p}} \right]^{r_i} & \Leftrightarrow Y_{i,p} < Y_i < Y_{i,c} \\ 1 & \Leftrightarrow Y_i \geq Y_{i,c} \end{cases} \quad (2.93)$$

Avec :

- $Y_{i,p}$: valeur plancher en dessous de laquelle le critère ne convient pas ($d_i = 0$),
- $Y_{i,c}$: valeur cible au dessus de laquelle le critère est très satisfaisant ($d_i = 1$),
- r_i : paramètre modifiant localement l'importance d'une augmentation du critère pour la désirabilité élémentaire considérée. Pour $r_i > 1$, seule une amélioration du critère autour de la valeur cible sera influente alors que pour $r_i < 1$ c'est l'amélioration du critère autour de la valeur plancher qui sera significative.

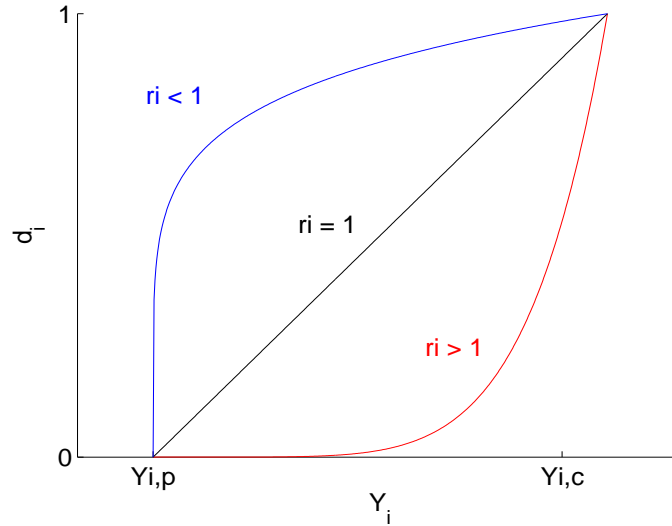


FIG. 2.9 – Désirabilité

L'ensemble des fonctions de désirabilité élémentaires est ensuite rassemblé en une désirabilité composite, D , définie par :

$$D = [\Pi d_i^{w_i}]^{\frac{1}{\sum w_i}} \quad (2.94)$$

Les paramètres ω_i permettent de pondérer l'importance relative des différentes désirabilités élémentaires dans le critère global, c'est-à-dire de privilégier l'importance de certains des critères.

Il est bien entendu tout à fait possible d'adapter la transformation mathématique proposée au problème étudié en inversant notamment les positions des valeurs cible et plancher.

Au moyen de cette méthode, il va donc être possible de mettre en oeuvre simplement des plans d'expériences pour l'étude de critères composites sans avoir à augmenter le nombre d'essais à réaliser. La méthodologie des plans d'expériences peut donc constituer un outil efficace pour réaliser une étude complète menant à un réglage optimal de paramètres pour un objectif multi-critères.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre la méthodologie des plans d'expériences a été présentée en mettant l'accent sur les plans plus spécifiques qui ont été utilisés pendant ces travaux de doctorat. Il existe deux grandes familles de plans qui permettent de résoudre des problèmes différents : étudier les effets de différents paramètres sur un critère au moyen des plans factoriels fractionnaires et rechercher un jeu de paramètres optimum pour un critère grâce aux surfaces de réponses. Cette méthodologie a été présentée pour l'étude d'un critère unique mais peut être généralisée à l'étude de plusieurs objectifs au moyen de la notion de désirabilité qui permet de réaliser des études multi-critères avec ce même outil. Même si cette méthodologie fait parfois appel à des notions de statistiques et d'analyses un peu poussées, de nombreux logiciels, comme par exemple *Minitab*, *Statistica* et *Sigma+*, donnent un accès simple et rapide à ces outils performants pour des non spécialistes. Ces différents éléments seront utilisés dans les chapitres suivants afin de mettre en oeuvre des méthodologies de réglages définies pour les paramètres de commandes à base de logique floue commandant différents types de systèmes et représentant différents types de problèmes. Le chapitre 3 utilisera les plans d'expériences pour traiter un objectif mono-critère temporel, puis, dans le chapitre 4, différentes propriétés temporelles seront prises en compte dans l'étude. Enfin, le chapitre 5 sera consacré au réglage fréquentiel, au moyen, entre autre, de cet outil.

Chapitre 3

Réglage temporel mono critère de commandes à base de logique floue pour des systèmes sous-amortis

Sommaire

3.1	Introduction	60
3.2	Structure du système	61
3.2.1	Système étudié	61
3.2.2	Critère de réglage	62
3.3	Correcteurs linéaires	63
3.3.1	Correcteur PID linéaire	63
3.3.2	Commande par retour d'état	65
3.4	Retour proportionnel dérivé et commande PID floue	68
3.4.1	Retour proportionnel dérivé	69
3.4.2	Structure complète de la commande	71
3.4.3	Réglage des paramètres de la commande	72
3.4.4	Extension du domaine de validité des réglages par les plans d'expériences	73
3.4.5	Domaine de validité	75
3.4.6	Surfaces de réponses	77
3.5	Retour d'état flou	82
3.5.1	Structure de la commande	82
3.5.2	Plans d'expériences	84
3.5.3	Augmentation du nombre de fonctions d'appartenance	88
3.6	Comparaisons des différentes commandes	93
3.7	Conclusion	96

3.1 Introduction

Ce chapitre traite du réglage par les plans d'expériences de correcteurs flous pour la commande de systèmes dont la réponse indicielle est de type sous-amortie, c'est-à-dire à minimum de phase et ayant une réponse indicielle en boucle ouverte pouvant être approximée par le deuxième ordre fondamental. L'étude de la commande des systèmes sur-amortis par contrôle flou réglé par cette méthode a préalablement été traitée par D. Hissel, [His98a], et ses résultats ont été présentés dans le chapitre 1. L'étude suivante s'inscrit donc dans la continuité et l'extension de ces travaux. La possibilité de régler des correcteurs de type PID flou par les plans d'expériences a donc été montrée. Cependant, pour la commande des systèmes sous-amortis, les contrôleurs PID linéaires ne sont pas très performants. D'autre part, les régulateurs flous, réputés assurer de meilleures performances, sont délicats à régler lorsqu'ils commandent directement de tels systèmes [Sad04]. L'objectif sera donc ici de proposer différentes méthodes de réglage, à partir de plans d'expériences, de différentes structures de régulateurs flous permettant de commander de tels systèmes. L'accent sera mis sur la simplicité du réglage proposé pour un objectif visant l'amélioration du rapport performance de la commande par rapport à la complexité de réglage.

Le système expérimental retenu dans le cadre de cette étude, à fin de validation des méthodologies de réglage proposées, est un hacheur dévolteur, commandé en tension seulement et alimentant une charge modélisée par une résistance variable. Il présente la caractéristique principale recherchée, c'est-à-dire que sous une sollicitation de type échelon, sa réponse temporelle est de type sous amortie. De plus, la possibilité de modifier la charge permettra de tester la robustesse des commandes appliquées au hacheur. Enfin, le comportement de ce système est non-linéaire à cause du passage brutal en condition discontinue, qui survient lors des échelons de charge. Un critère de type *IAE* (intégrale de la valeur absolue de l'erreur) permettra d'évaluer et comparer les performances dynamiques de chacune des commandes considérées.

La présentation des différentes commandes mises en oeuvre dans ce chapitre est décomposée en plusieurs parties. Tout d'abord et à titre d'exemple, un régulateur PID linéaire sera appliqué au système afin d'illustrer la délicatesse de la mise en oeuvre d'une telle commande. Puis, une commande par retour d'état linéaire sera employée avec un objectif double. Le premier point est d'assurer des performances dynamiques correctes et servir de référence lors des comparaisons entre les commandes non linéaires qui vont être étudiées et une commande linéaire performante. De plus, cette structure constituera une base de développement pour l'une des deux commandes spécifiques développées par la suite. En effet, la difficulté inhérente à l'utilisation directe de contrôleur PID flous pour des systèmes sous amortis nous a conduit à poursuivre deux voies de recherche différentes. La première idée consiste à transformer le système pour lui donner un fonctionnement de type sur amorti et d'appliquer les réglages proposés par D. Hissel. Ainsi, un retour d'état proportionnel dérivé modifiant le comportement du système sera associé avec un

PID flou "classique" d'une part. La deuxième idée repose sur la modification par un moteur flou de la surface de réponse du retour d'état linéaire. Ainsi, à partir de la commande linéaire, une structure de type "retour d'état flou" va être présentée d'autre part. Ces différentes commandes seront appliquées au convertisseur test, le hacheur dévolteur. À travers l'étude de ces deux structures, différents outils de réglage seront utilisés en simulation et seront suivis de tests de validation expérimentaux, afin d'illustrer en quoi la méthodologie des plans d'expériences peut être intéressante dans le domaine de la commande.

3.2 Structure du système

3.2.1 Système étudié

Le système étudié est un hacheur dévolteur, commandé en tension et ayant une caractéristique indicielle sous amortie, alimentant une charge à résistance variable par sauts dans le temps. Il est utilisé pour la validation expérimentale de la méthodologie de réglage de correcteurs à base de logique floue pour des systèmes dont la réponse indicielle en boucle ouverte est de type sous-amorti, c'est-à-dire avec dépassement, à titre d'exemple opérationnel. Le schéma du convertisseur est donné figure 3.1.

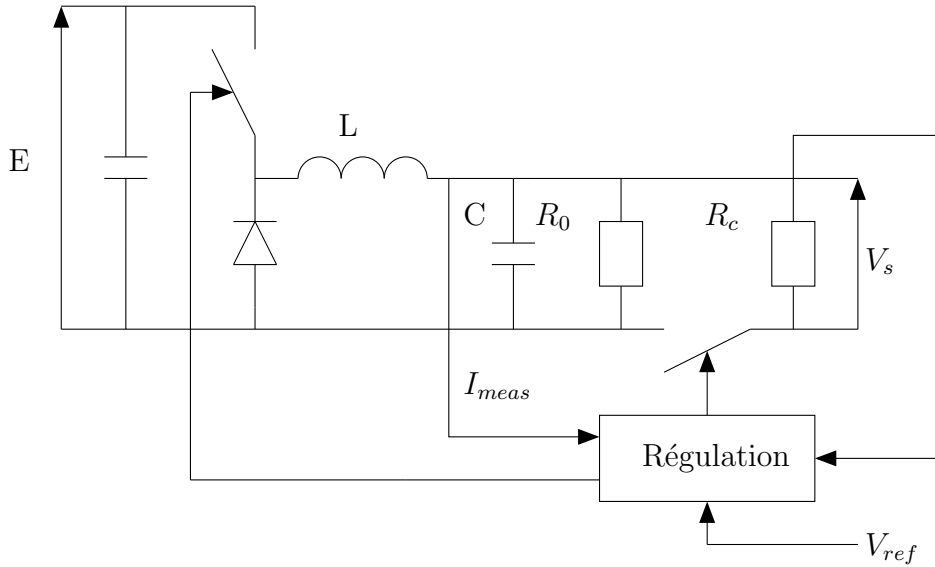


FIG. 3.1 – Hacheur commandé en tension

Le capteur de courant, représenté sur la figure 3.1, sera utilisé par les commandes de type retour d'état. Son utilisation fait partie des contraintes en termes de coût d'implantation et le fait de ne pas l'utiliser représente un avantage. Les valeurs des éléments du système sont données table 3.1. La résistance de la self est notée R_L .

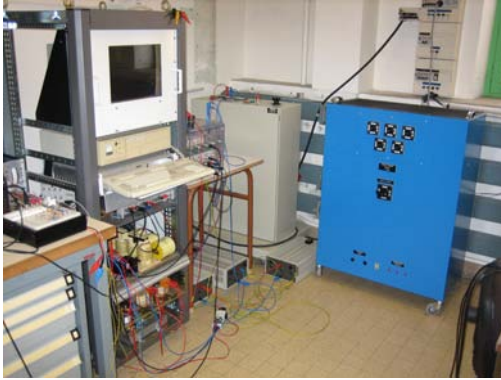
Ce système peut être modélisé par un second ordre sous-amorti, équation 3.1 :

$$H(p) = \frac{G}{1 + \frac{L}{R} \cdot p + L \cdot C \cdot p^2} = \frac{V_s(p)}{V_{ref}(p)} \quad (3.1)$$

E (V)	100	$R_0(\Omega)$	200
$C(\mu F)$	500	$R_c(\Omega)$	10
L (mH)	4	$R_L(\Omega)$	0.4

TAB. 3.1 – Paramètres du système

Les photographies figure 3.2 présentent le dispositif expérimental complet utilisé : le hacheur dévolteur, figure 3.2(a) et le DSP pour la commande, figure 3.2(b).



(a) Partie puissance : hacheur dévolteur



(b) Partie commande : DSP et outils de mesure

FIG. 3.2 – Structure expérimentale

3.2.2 Critère de réglage

Afin d'évaluer les performances des différentes commandes implantées, un test de performances sera effectué pour chacune d'entre elles. L'objectif est de tester le comportement du système aussi bien en asservissement qu'en régulation. Sur une période temporelle fixe, T_{test} , le système démarrera à vide pour tester la qualité de la commande en asservissement puis deux commutations de charge seront appliquées successivement pour tester la régulation, soit le cycle vide-charge-vide, représenté figure 3.3. Comme indiqué table 3.1, la variation de charge sera de l'ordre de 200% ($200 \Omega - 10 \Omega - 200 \Omega$). Ce cycle de test est très contraignant dans la mesure où l'état du système est en mode discontinu (200Ω) puis continu (10Ω).

Le critère temporel associé à ce test de performances et retenu pour évaluer les performances dynamiques des différentes commandes est l'Intégrale de la valeur Absolue de l'Erreur, IAE .

$$IAE = \int_0^{T_{test}} |e(t)|.dt \quad (3.2)$$

Ce critère présente l'avantage de ne pas donner plus d'importance au démarrage ou au comportement en régulation. Cet unique critère permettra donc d'évaluer les performances globales de chaque commande.

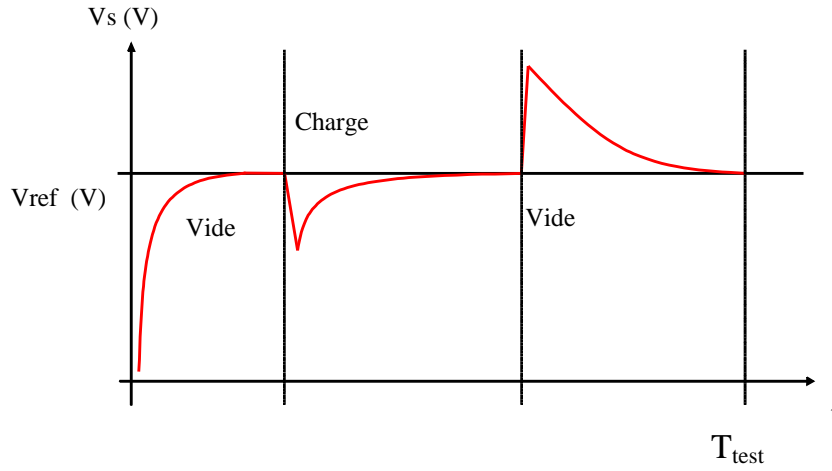


FIG. 3.3 – Test de performance

3.3 Correcteurs linéaires

Dans un premier et temps et afin de disposer d'éléments de comparaison, deux lois de commandes linéaires classiques vont être utilisées pour commander le hacheur. Tout d'abord, un correcteur PID linéaire sera étudié. Les difficultés liées à l'utilisation de ce type de correcteur pourront être mises en avant. Puis, dans un second temps, une commande par retour d'état linéaire, réputée plus performante pour des systèmes de type sous-amortis, sera implantée.

3.3.1 Correcteur PID linéaire

Un correcteur PID linéaire standard, équation 3.3, va être utilisé dans un premier temps. En modélisant le système par la fonction de transfert du second ordre, $H(p)$, donnée équation 3.1 et en filtrant la tension de sortie, $F(p)$, le système en boucle fermée peut être représenté par le schéma de la figure 3.4.

$$R_{PID}(p) = \frac{K i_{lin} + K p_{lin} \cdot p + K d_{lin} \cdot p^2}{p} \quad (3.3)$$

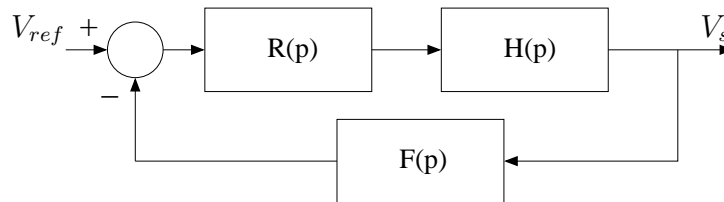


FIG. 3.4 – Structure de la commande linéaire

La fonction de transfert, $F(p)$, définit le filtrage de la tension de sortie. Un simple premier ordre de constante de temps τ_F suffit à éliminer la plupart du

bruit :

$$F(p) = \frac{1}{1 + \tau_F \cdot p} \quad (3.4)$$

La fonction de transfert en boucle fermée, $H_{BF}(p)$, peut alors être représentée sous la forme :

$$H_{BF}(p) = \frac{N(p)}{a + b \cdot p + c \cdot p^2 + d \cdot p^3 + p^4} \quad (3.5)$$

Le correcteur va alors être réglé par placement de pôles. Ceux-ci peuvent être déterminés pour minimiser le critère retenu. Or, R.C. Dorf, [Dor83], a donné des coefficients optimaux fixant les pôles du système afin de minimiser le critère ITAE (Intégrale du Temps multiplié par la valeur Absolue de l'Erreur), équation 3.6, pour une entrée de type échelon et pour un système en boucle fermée décrit par la fonction de transfert F_{BFITAE} , équation 3.7.

$$ITAE = \int_0^{T_{test}} t \cdot |e(t)| \cdot dt \quad (3.6)$$

$$F_{BFITAE} = \frac{b_0}{p^n + b_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + b_1 \cdot p + b_0} \quad (3.7)$$

Pour un dénominateur d'ordre 4, correspondant à celui du système, Dorf propose les coefficients suivants :

$$\omega_n^4 + 2.7\omega_n^3 \cdot p + 3.4\omega_n^2 \cdot p^2 + 2.1\omega_n \cdot p^3 + p^4 \quad (3.8)$$

L'ITAE permet de réduire l'impact important de l'erreur initiale. Or, le critère qui a été retenu dans le cadre de notre étude est le critère IAE, critère pour lequel des coefficients optimaux n'existent pas. Pour minimiser celui-ci, R.C. Dorf propose d'employer une solution numérique. Ainsi, à partir des coefficients optimaux pour l'ITAE donnés par R.C. Dorf et pour un système sous-amortis commandé par un PID filtré linéaire, un algorithme d'optimisation géométrique (Hook and Jeeve présenté chapitre 2) va être utilisé pour obtenir des coefficients optimaux pour l'IAE.

Après optimisation, l'algorithme donne les coefficients suivants pour les pôles du système :

$$\omega_n^4 + 2.5\omega_n^3 \cdot p + 3.2\omega_n^2 \cdot p^2 + 1.6\omega_n \cdot p^3 + p^4 \quad (3.9)$$

Les résultats en simulation de la tension de sortie et du courant dans l'inductance sont représentés figure 3.5. Par la suite, les réponses temporelles présenteront de manière identique les comportements en tension et en courant.

Les réponses en asservissement aussi bien qu'en régulation ne sont ici pas très performantes. Même si d'autres méthodes de réglage pouvant donner de meilleurs résultats peuvent être utilisées, ces résultats illustrent la difficulté de régler de façon efficace des correcteurs PID linéaires commandant des systèmes sous-amortis.

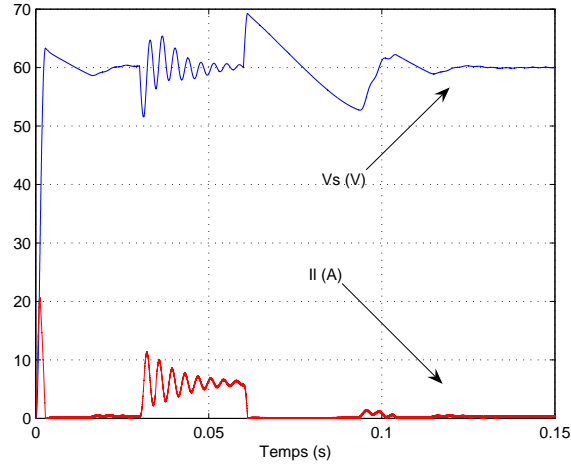


FIG. 3.5 – Réponses temporelles en boucle fermée avec le correcteur PID réglé par placement de pôles

3.3.2 Commande par retour d'état

Un retour d'état linéaire classique, dont la structure est donnée figure 3.6, est maintenant mis en oeuvre pour commander le système.

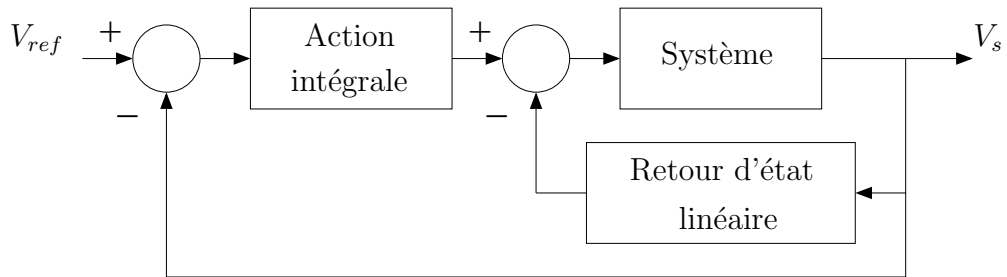


FIG. 3.6 – Structure du retour d'état linéaire

Les grandeurs d'état utilisées sont la tension de sortie V_s et le courant dans la bobine I_l . Un modèle linéaire du convertisseur pour des petits signaux peut être donné. Soit x le vecteur des grandeurs d'état et y la sortie (V_s) :

$$x = \begin{pmatrix} V_s \\ I_l \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Il vient alors :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \times x + B \times U \\ y = C \times x \end{cases} \quad (3.11)$$

avec :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{R.C} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & \frac{R_L}{L} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

$$B^T = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

À partir de cette description du système, la structure complète de la commande peut être définie, figure 3.7. Les coefficients de la matrice de retour d'état k sont respectivement k_1 pour la tension de sortie et k_2 pour le courant dans l'inductance.

$$k^T = \begin{pmatrix} k_1 & k_2 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Le gain d'intégration est noté k_R .

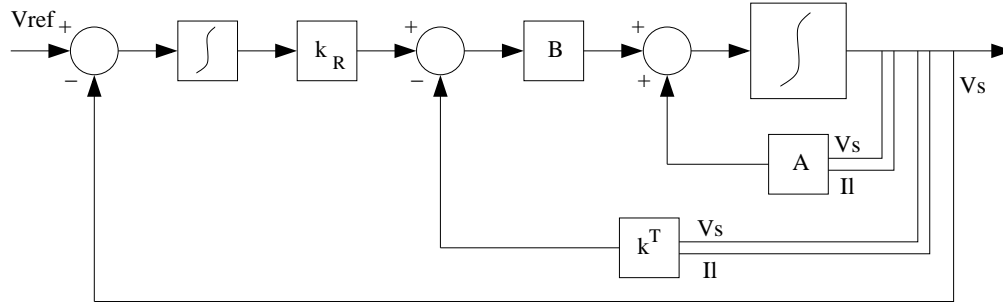


FIG. 3.7 – Commande par retour d'état linéaire et action intégrale

Cette structure impose un troisième ordre sur le système global. Les pôles z_i , $i \in \{1, 2, 3\}$ vont alors être choisis de façon à accélérer le système avec un amortissement relatif optimal, [Bül93]. Les pôles complexes conjugués doivent vérifier la relation suivante :

$$z_i = e^{-\omega_i.T_e}(\cos(\omega_i.T_e) \pm \sin(\omega_i.T_e)i) \quad (3.16)$$

La grandeur ω_i est un paramètre agissant sur la rapidité de la commande et T_e est la période d'échantillonnage. La figure 3.8 donne le tracé du lieu des pôles garantissant un amortissement relatif optimal à l'intérieur du cercle unité dans le plan complexe.

La période d'échantillonnage, pour un critère lié au comportement dynamique, doit respecter la relation suivante ([Bül86]) :

$$T_e \leq \frac{\pi}{4.\omega_i} \quad (3.17)$$

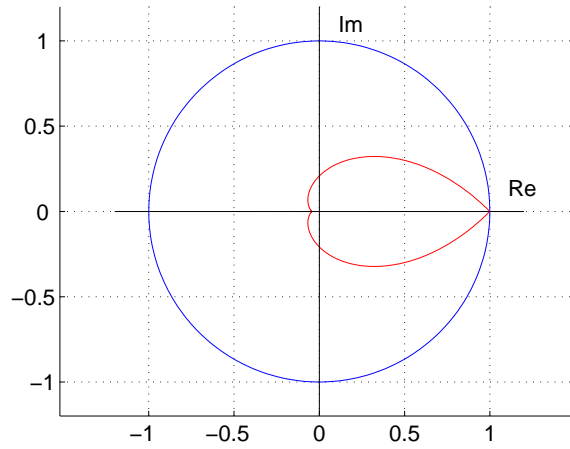


FIG. 3.8 – Lieu des pôles garantissant un amortissement relatif optimal

En raison de contraintes matérielles (liées au DSP utilisé) et de commande, cette période est fixée à la valeur $T_e = 1e^{-4}s$. En respectant ces différentes conditions et en accélérant le système, les pôles suivants sont choisis :

$$\begin{cases} z_{1,2} = 0.95 \pm 0.048i \\ z_3 = 0.9 \end{cases} \quad (3.18)$$

Il vient alors les paramètres suivants pour les coefficients de la commande à partir du théorème de Viète ([Bül93]) :

$$\begin{cases} k_1 = 1.88 \\ k_2 = 7.22 \\ k_R = 0.096 \end{cases} \quad (3.19)$$

Les réponses temporelles expérimentales obtenues sont données figure 3.9. Les performances globales sont ici bien meilleures que celles données par le correcteur PID linéaire. Cependant, les performances en régulation restent assez médiocres. Ces performances serviront de référence pour la comparaison avec les autres commandes étudiées par la suite.

Toujours dans l'optique de comparaison des différentes commandes, la robustesse par rapport à une variation de la tension de référence va être étudiée. Le système sera donc soumis à des échelons de 40V et 80V. Pour le retour d'état, il apparaît sur les figures 3.10 en simulation et 3.11 expérimentalement que les performances restent équivalentes pour chacune de ces références.

Ayant illustré brièvement ce que les commandes linéaires simples et classiques pouvaient apporter en terme de performances, le reste du chapitre sera consacré à l'étude de commandes non linéaires à base de logique floue visant à l'amélioration de ces performances.

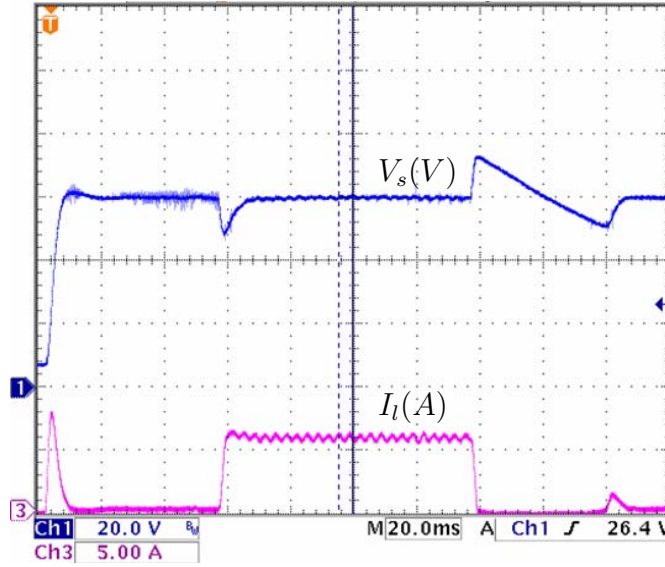
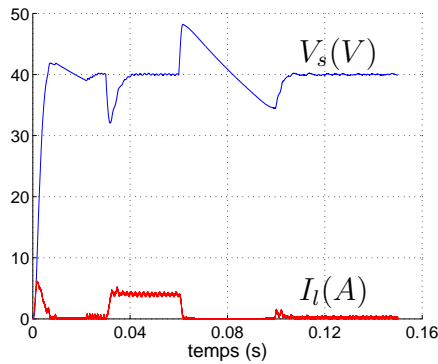
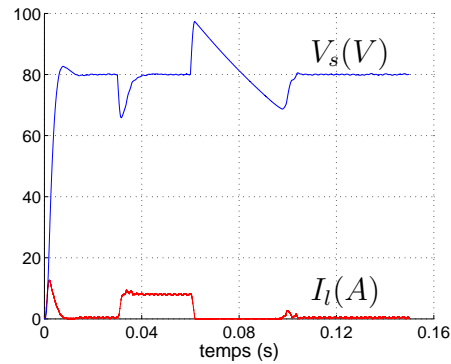


FIG. 3.9 – Réponses temporelles pour le retour d'état linéaire



(a) référence de 40V



(b) référence de 80V

FIG. 3.10 – Réponses temporelles en simulation pour d'autres références de tension avec le retour d'état linéaire

3.4 Retour proportionnel dérivé et commande PID floue

Dans cette partie, nous présenterons une méthode originale permettant d'utiliser des réglages pré-établis pour un correcteur flou de type PID commandant un système dont la réponse indicielle en boucle ouverte est de type sous-amorti. Cette méthodologie va se décomposer en plusieurs étapes. Dans un premier temps, le système sous-amorti sera transformé pour lui donner un comportement sur amorti par une boucle de retour et par placement de pôles. Il deviendra alors possible dans un deuxième temps d'utiliser, soit les réglages pré-établis donnés dans [His98a] si les paramètres du système respectent le domaine de validité ou bien étendre ces réglages par le biais des plans d'expériences pour les adapter au système étudié.

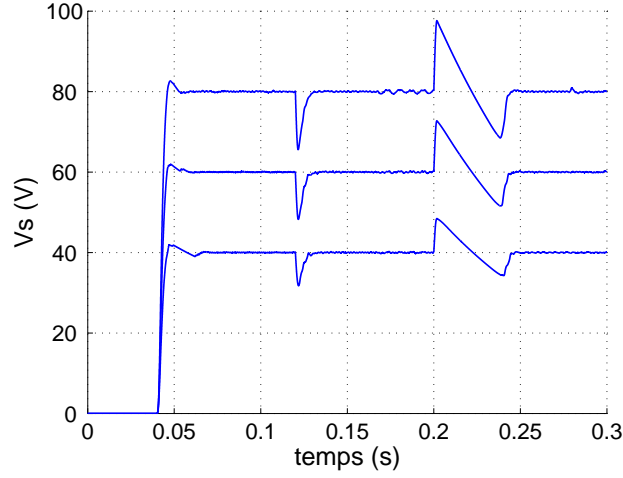


FIG. 3.11 – Réponses temporelles expérimentales pour différentes références de tension avec le retour d'état linéaire

3.4.1 Retour proportionnel dérivé

Le système étudié ayant un comportement sous amorti, il est possible, de manière analogue à l'étude sur les systèmes sur-amortis [His98a], de l'identifier à un système du second ordre, sous-amorti, dont la fonction de transfert $H(p)$ est du type donné équation 3.20, avec $\xi < 1$:

$$H(p) = \frac{G}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}p + \frac{1}{\omega_n^2}p^2} = \frac{G}{1 + a.p + b.p^2} \quad (3.20)$$

Au moyen d'une boucle de retour, ce système sous-amorti est transformé en système sur-amorti de fonction de transfert \tilde{H} :

$$\tilde{H}(p) = \frac{\tilde{G}}{1 + \frac{2\tilde{\xi}}{\tilde{\omega}_n}p + \frac{1}{\tilde{\omega}_n^2}p^2} = \frac{\tilde{G}}{1 + \tilde{a}.p + \tilde{b}.p^2} \quad (3.21)$$

Le nouveau système ayant un comportement sur-amorti, il est possible de définir :

$$\tilde{H}(p) = \frac{\tilde{G}}{(1 + \tau_1)(1 + \tau_2)} \quad \text{avec } \tau_1 \leq \tau_2 \quad (3.22)$$

avec :

$$\begin{cases} \tau_1 = \frac{\tilde{\xi} - \sqrt{\tilde{\xi}^2 - 1}}{\tilde{\omega}_n} \\ \tau_2 = \frac{\tilde{\xi} + \sqrt{\tilde{\xi}^2 - 1}}{\tilde{\omega}_n} \end{cases} \quad (3.23)$$

Le système se voit alors commandé par un retour proportionnel dérivé, défini par deux coefficients, k_1 k_2 et dont la fonction de transfert, $R(p)$, est donnée équation 3.24.

$$R(p) = k_1 + k_2.p \quad (3.24)$$

La structure de commande permettant cette transformation est explicitée figure 3.12 :

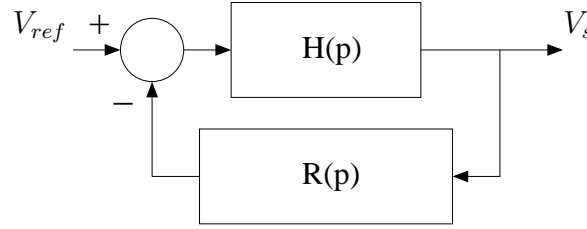


FIG. 3.12 – Retour proportionnel dérivé

Il est alors possible de définir $\widetilde{H}(p)$:

$$\widetilde{H}(p) = \frac{H(p)}{1 + (k_1 + k_2.p)H(p)} \quad (3.25)$$

Il vient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \widetilde{G} = \frac{G}{1 + k_1.G} \\ \widetilde{\omega}_n = \omega_n \sqrt{1 + k_1.G} \\ \widetilde{\xi} = \frac{\widetilde{\omega}_n}{2} \cdot \frac{2\xi}{\omega_n} + \frac{k_2.G}{1 + k_1.G} \end{array} \right. \quad (3.26)$$

et :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_1 = \frac{1}{G} \left(\frac{\widetilde{\omega}_n^2}{\omega_n^2} - 1 \right) \\ k_2 = \frac{2}{G.\omega_n} \left(\frac{\widetilde{\xi}\widetilde{\omega}_n}{\omega_n} \xi \right) \end{array} \right. \quad (3.27)$$

Avec deux degrés de liberté, il est possible de fixer le coefficient d'amortissement et la pseudo pulsation du nouveau système afin d'obtenir un comportement sur amorti.

Le nouveau comportement du système, $\widetilde{H}(p)$, peut alors être approximé par un modèle du premier ordre généralisé, décrit équation 3.28.

$$F(p) = \frac{K.e^{-T.p}}{(1 + \tau.p)} \quad (3.28)$$

À l'issue de cette phase, le système à commander présente donc des caractéristiques permettant d'utiliser des méthodologies de réglage déjà connues. Cette structure va donc être appliquée au hacheur étudié. Celui-ci, commandé en tension, modélisé par la fonction 3.20, possède les caractéristiques suivantes :

$$\begin{cases} \omega_n = 700 \text{ rad.s}^{-1} \\ \xi = 0.14 \end{cases} \quad (3.29)$$

Dans un souci d'amélioration de la bande passante, les coefficients du système sur-amorti désirés sont donnés équation 3.30.

$$\begin{cases} \widetilde{\omega}_n = 810 \text{ rad.s}^{-1} \\ \widetilde{\xi} = 1.4 \end{cases} \quad (3.30)$$

Elles conduisent alors aux coefficients suivant pour la structure de retour proportionnel dérivé :

$$\begin{cases} k_1 = 0.4 \\ k_2 = 0.002 \end{cases} \quad (3.31)$$

Après identification du "nouveau" système, celui-ci peut alors être modélisé par un premier ordre généralisé dont les paramètres sont donnés en 3.32 :

$$\begin{cases} K = 7.16 \\ T = 5.5 \cdot 10^{-4} \text{ s} \\ \tau = 3 \text{ ms} \end{cases} \quad (3.32)$$

À partir de cette première structure, il va être possible d'ajouter une structure de commande de type PID flou pour améliorer les performances du système.

3.4.2 Structure complète de la commande

À partir du système corrigé par le retour proportionnel dérivé, de comportement sur-amorti, une commande floue de type PID, décrite chapitre 1, est appliquée pour assurer les performances dynamiques du système (figure 3.13).

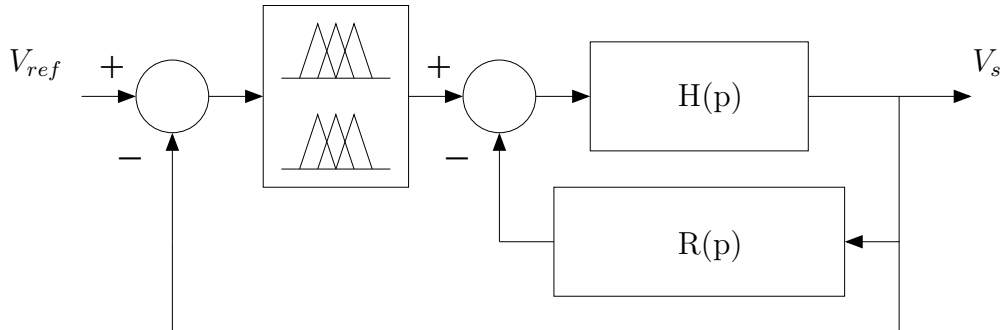


FIG. 3.13 – Structure de la commande constituée par un correcteur PID flou et un retour dérivé

La table de règles étant fixée (table anti-diagonale classique), le nombre de paramètres à régler est limité. Appliquant les symétries décrites au chapitre 1 sur

les 7 fonctions d'appartenance par entrée et les 7 singletons de sortie, il reste 10 paramètres à régler :

- les positions de certaines fonctions d'appartenance et certains singletons de sortie, soit 6 facteurs,
- les gains de normalisation sur les entrées et de dénormalisation sur la sortie, soit 3 facteurs,
- le gain intégral.

3.4.3 Réglage des paramètres de la commande

Pour le réglage des paramètres d'un correcteur flou de type PID commandant un système sur-amorti, D.Hissel [His98a] propose de fixer à la valeur de la consigne le gain de normalisation sur l'erreur, gem , et d'affecter les valeurs données dans le tableau 3.2 aux autres coefficients.

PSe	0.281	PVSde	0.21
PVSe	0.184	PSs	0.8
PSde	0.7	PVSs	0.284
gdem	$\frac{(\tau + 0.4T)T_s \cdot e_m}{\tau \cdot T}$		
Ki	$\frac{1.78}{K \cdot T}$		
gm	$\frac{2.26(\tau + 0.4T) \cdot e_m}{K \cdot T}$		

TAB. 3.2 – Réglages pré-établis

Les valeurs de K , T et τ sont celles obtenues précédemment par identification des paramètres du modèle du système sur-amorti, figure 3.14.

Cependant, après identification de ceux-ci, il apparaît que les réglages de la table 3.2 ne peuvent être utilisés car les conditions d'utilisation ne sont pas respectées. En effet, la relation $T/Te > 7$ doit être vérifiée alors que l'identification dans notre cas donne $T/Te \approx 5$. Dans ce cas de figure, il est donc souhaitable de pouvoir adapter les réglages "pré-établis" proposés au système étudié plutôt que de rechercher les conditions sur la boucle de retour dérivé pour respecter ces contraintes, sachant que ce n'est pas toujours possible. Ainsi, la méthode pourra être généralisée pour les systèmes sous et sur-amortis.

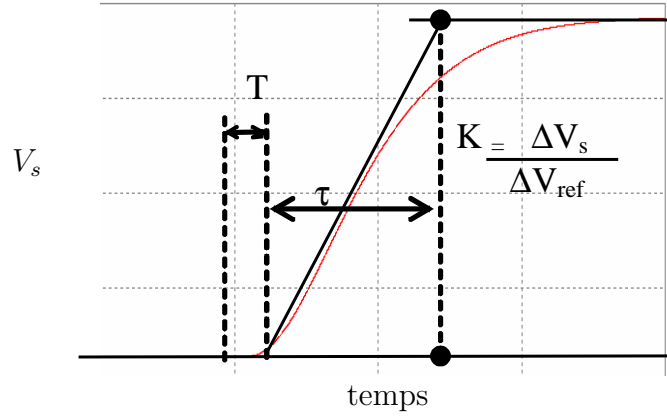


FIG. 3.14 – Réponse indicielle en boucle ouverte pour l'identification des paramètres

3.4.4 Extension du domaine de validité des réglages par les plans d'expériences

Les coefficients du retour dérivé étant fixés et le système de type sous-amorti identifié ne respectant pas les contraintes des réglages pré-établis, la méthodologie des plans d'expériences va être employée pour obtenir le nouveau réglage du correcteur flou, [Fau05c]. Le nombre de paramètres à régler s'élève à 9 en fixant le gain de normalisation sur l'erreur à la valeur de référence. Pour limiter le nombre d'essais à réaliser, un plan factoriel fractionnaire sera utilisé. Afin d'obtenir une bonne précision sur les effets des interactions entre facteurs, il est souhaitable d'utiliser un plan de résolution IV, soit une table 2^{9-5}_{IV} . Pour une telle table, il est nécessaire de réaliser 32 essais. En effet, on ne peut obtenir une résolution IV avec seulement 16 essais pour 9 paramètres étudiés. Il existe de nombreuses tables donnant une telle résolution. Pour les construire, différents critères, comme par exemple celui basé sur la notion d'aberration minimale [Dro92], peuvent être utilisés comme présenté dans le chapitre 2. Or, pour une table 2^{9-5}_{IV} , plutôt que d'utiliser une table obtenue à partir de ce critère, Brownlee [Bro48] propose une autre table confondant moins d'interactions (21 interactions d'ordre 2 plutôt que 28) qui sera utilisée dans cette étude. Les 9 facteurs étudiés sont divisés en deux parties :

- les 5 facteurs du plan complet d'une part, notés de 1 à 5,
- les 4 facteurs aliasés d'autre part, notés de 6 à 9.

Les facteurs aliasés sont pour cette table définis par les interactions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} 6 = 1234 \\ 7 = 235 \\ 8 = 145 \\ 9 = 345 \end{array} \right. \quad (3.33)$$

La table complète est définie dans l'annexe 2.

Les niveaux de chacun des facteurs retenus, tables 3.3 et 3.4 vont être fixés de part et d'autre des valeurs des réglages pré-établis donnés par D.Hissel, table 3.2.

Facteur	gdem	gm	Ki
Niveau 1	$\frac{0.5(\tau + 0.4T)T_s.e_m}{\tau.T}$	$\frac{1.26(\tau + 0.4T).e_m}{K.T}$	$\frac{0.7}{K.T}$
Niveau 2	$\frac{1.5(\tau + 0.4T)T_s.e_m}{\tau.T}$	$\frac{3.26(\tau + 0.4T).e_m}{K.T}$	$\frac{2.7}{K.T}$

TAB. 3.3 – Niveaux des facteurs pour les gains

Facteur	PSe	PVSe	PSde	PVSde	PSs	PVSs
Niveau 1	0.26	0.16	0.6	0.1	0.7	0.18
Niveau 2	0.3	0.2	0.8	0.3	0.9	0.38

TAB. 3.4 – Niveaux des facteurs pour les positions des fonctions d'appartenance

À l'issue des plans, il apparaît que seuls les facteurs *gdem* et *Ki* sont influents, ce qui conduit à définir le réglage étendu donné table 3.5.

PSe	0.281	PVSde	0.21
PVSe	0.184	PSs	0.8
PSde	0.7	PVSs	0.284
gdem	$\frac{0.5(\tau + 0.4T)T_s.e_m}{\tau.T}$		
Ki	$\frac{2.7}{K.T}$		
gm	$\frac{2.26(\tau + 0.4T).e_m}{K.T}$		

TAB. 3.5 – Réglages pré-établis étendus

Les résultats expérimentaux, correspondant aux études en simulation, sont tracés figure 3.15.

Les performances sont ici globalement améliorées aussi bien en régulation qu'en asservissement. De plus, toujours dans le même souci de vérifier la robustesse du système, celui-ci sera là encore soumis à des références de 40V et 80V. Les réponses temporelles correspondantes sont données figure 3.16.

Le système se comporte bien pour ces deux références et les performances sont là encore améliorées par rapport à la commande par retour d'état linéaire, figure 3.9.

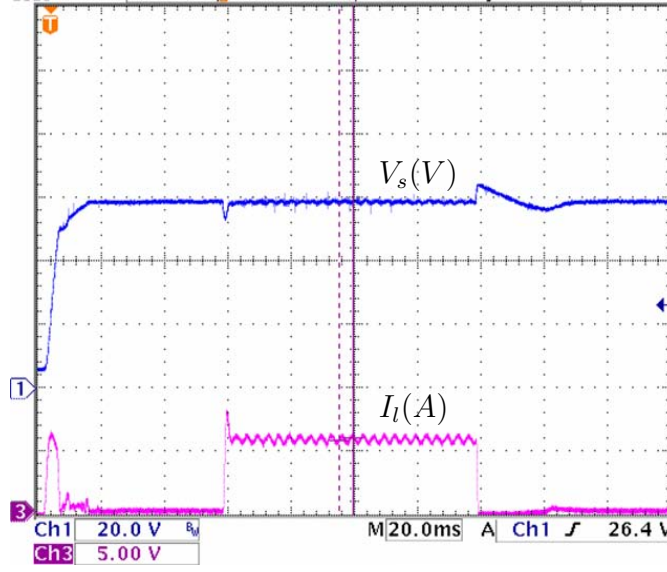


FIG. 3.15 – Réponses temporelles pour le correcteur PID flou associé au retour dérivé

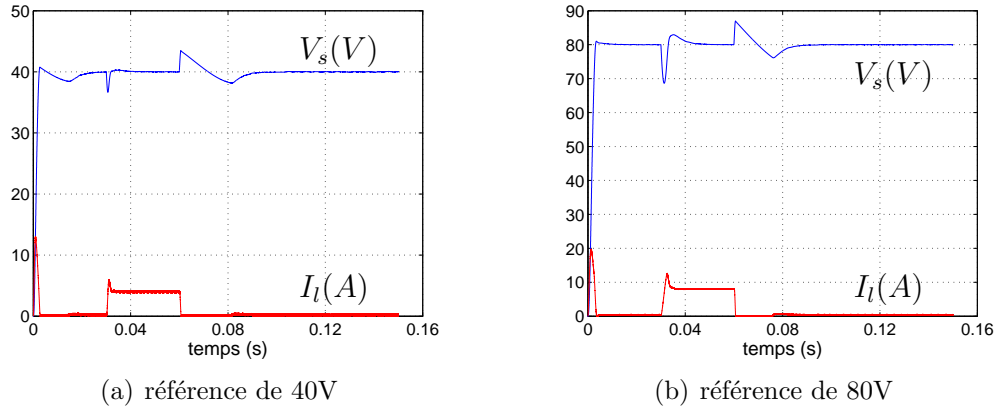


FIG. 3.16 – Réponses temporelles en simulation pour une autre référence

3.4.5 Domaine de validité

Les réglages pré-établis étendus présenté dans le paragraphe précédent vont être tributaires de certaines limitations par rapport aux valeurs relatives des paramètres du système. Celui-ci est toujours identifié à une fonction de transfert du premier ordre généralisé, équation 3.34, pour calculer les paramètres du correcteur.

$$F(p) = \frac{K.e^{-T.p}}{(1 + \tau.p)} \quad (3.34)$$

Le premier élément limitant est le rapport entre la constante de temps τ et le retard pur T . Une étude en simulation sur une fonction de transfert de type 3.34 a montré la sensibilité du critère IAE en fonction de ce rapport, figure 3.17. L'étude montre que le retard pur doit être suffisamment petit devant la constante de temps pour donner des performances satisfaisantes ($T < 0.1\tau$). Le domaine de validité

de ces réglages pré-établis étendus est donc plus limité en ce sens que ceux donnés dans [His98a] qui permettaient une plus grande variation de T ($T < 0.2\tau$).

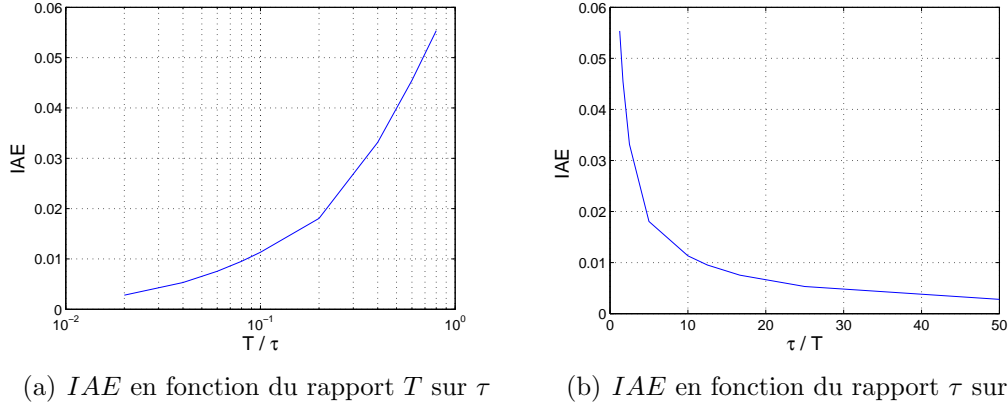


FIG. 3.17 – Sensibilité du critère IAE en fonction du rapport entre les éléments T et τ pour les réglages pré-établis étendus

Il est également intéressant de regarder la sensibilité de ces réglages par rapport à la période d'échantillonnage. En effet, c'est la contrainte liée à celle-ci qui a empêché l'utilisation des réglages pré-établis. La figure 3.18 montre l'évolution du critère IAE en fonction du rapport $\frac{T_e}{T}$.

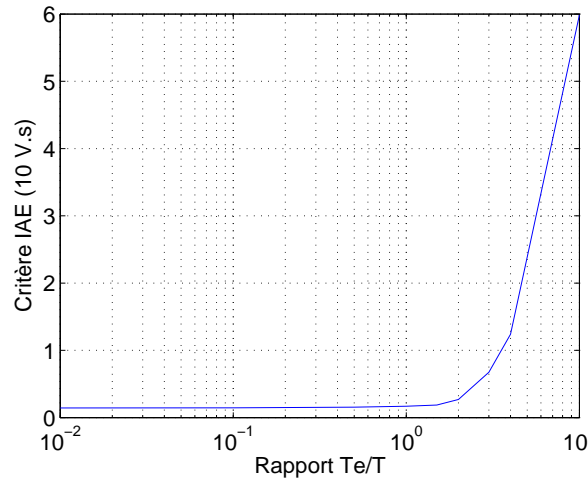


FIG. 3.18 – Domaine de validité

Il apparaît alors qu'avec ces nouveaux réglages, le domaine de fonctionnement est étendu en termes de périodes d'échantillonnage au détriment du rapport T sur τ . Par extension, il semble donc possible à partir de la méthodologie décrite plus haut d'obtenir par le biais des plans d'expériences et des réglages pré-établis donnés par D.Hissel de régler le correcteur flou de type PID pour la plupart des systèmes pouvant être modélisés par des modèles du second ordre sous ou sur amortis. De plus, le fait que seuls les gains aient été modifiés pour le nouveau réglage peut laisser

présager qu'une étude simplifiée peut être menée pour l'adaptation des réglages, c'est-à-dire qu'il n'y aurait que 3 paramètres à étudier, les positions des fonctions d'appartenance restant fixes. Sous cette hypothèse, il devient alors envisageable de mettre en oeuvre la méthodologie des surfaces de réponses (chapitre 2) pour obtenir une réponse optimale sur un domaine de discours donné.

3.4.6 Surfaces de réponses

Dans cette section, la méthodologie des surfaces de réponses va être utilisée pour améliorer le réglage des trois facteurs les plus importants identifiés précédemment, c'est-à-dire les 3 gains gm , Ki et $gdem$ ([Fau06a]). À partir du plan composite centré à 3 facteurs présenté chapitre 2 et donné en annexe 1, une modélisation de l'évolution du critère IAE va être réalisée en fonction de ces 3 gains. Là encore, l'étude va être menée en simulation puis validée expérimentalement. La table d'expériences mène alors au nombre de 15 essais à réaliser. Les niveaux des facteurs sont définis par rapport au réglage optimal obtenu précédemment pour chacun de ceux-ci et noté fi_{opti1} avec $fi \in \{gm, gdem, Ki\}$.

	Niveau -	valeur optimale	Niveau +
facteur fi	$0.8fi_{opti1}$	fi_{opti1}	$1.2fi_{opti1}$

TAB. 3.6 – Niveaux des facteurs

En posant η l'estimation de la valeur du critère IAE , β_m et β_{mn} ($(m, n) \in \{1, 2, 3\}^2$) les coefficients du polynôme et x_l la variable associée au facteur gm , x_2 la variable associée au facteur $gdem$ et x_3 la variable associée au facteur Ki , la forme générale du modèle peut alors être définie :

$$\eta = \beta_0 + \sum_{i=1}^3 \beta_i \cdot x_i + \sum_{i=1}^3 \beta_{ii} \cdot x_i^2 + \sum_{i=1}^2 \left(\sum_{j=i+1}^3 \beta_{ij} \cdot x_i \cdot x_j \right) \quad (3.35)$$

À partir de la table d'expériences, les essais sont donc réalisés et conduisent aux valeurs du critère IAE donnée table 3.7

essai	1	2	3	4	5	6	7	8
IAE (V.s)	0.2039	0.1969	0.2094	0.1984	0.1862	0.1701	0.1752	0.1697
essai	9	10	11	12	13	14	15	
IAE (V.s)	0.1825	0.1757	0.1778	0.1667	0.2084	0.1736	0.1563	

TAB. 3.7 – Résultat des essais

Dans la démarche de validation du modèle, l'analyse statistique des résultats va alors se baser sur le tableau ANOVA (explicité chapitre 2), table 3.8.

La grandeur $F_{critique}$ représente $F_{(\alpha, p-1, N-p)}$ pour $\alpha = 0.05$. Comme $F_c > F_{critique}$, il est donc possible de rejeter l'hypothèse selon laquelle le modèle ne permet pas de décrire la variation des essais. Maintenant, la qualité descriptive du

Source de variation	Degrés de liberté	Somme des carrés	Moyenne des carrés	F_c	$F_{critique}$
Régression	9	0.0041	$4.5624e - 4$	262.0994	3.02
Résiduelle	10	$1.7407e - 5$	$1.7407e - 6$		
Totale	19	0.0041			

TAB. 3.8 – Tableau ANOVA : analyse de régression du modèle

modèle va être évaluée au moyen des coefficients de détermination, R^2 et R_{ajuste}^2 . Ceux-ci prennent les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} R^2 = 0.9958 \\ R_{ajuste}^2 = 0.9920 \end{cases} \quad (3.36)$$

Avec le coefficient $R_{ajuste}^2 > 0.99$, une très bonne qualité descriptive est assurée. L'étape suivante est alors l'analyse des coefficients du modèle. Ceux-ci sont donnés table 3.9 ainsi que la valeur de la statistique t_c associée. $t_{critique}$ représente $t_{\frac{\alpha}{2}, N-p}$, soit le $(1 - \frac{\alpha}{2})$ quantile d'une loi de Student à $(N - p)$ degrés de liberté pour $\alpha = 0.05$.

coefficient	valeur	Erreur type	t_c	$t_{critique}$
$\widehat{\beta}_0$	0.1736	$4.8798e - 4$	355.7152	2.3
$\widehat{\beta}_1$	-0.0063	$3.9867e - 004$	15.7113	2.3
$\widehat{\beta}_2$	-0.0019	$3.9867e - 004$	4.6649	2.3
$\widehat{\beta}_3$	-0.0156	$3.9867e - 004$	39.2438	2.3
$\widehat{\beta}_{11}$	0.0017	$5.6766e - 004$	3.0570	2.3
$\widehat{\beta}_{22}$	0.0022	$5.6766e - 004$	3.8939	2.3
$\widehat{\beta}_{33}$	0.0095	$5.6766e - 004$	16.7194	2.3
$\widehat{\beta}_{12}$	$-8.4277e - 004$	$5.6766e - 004$	1.8067	2.3
$\widehat{\beta}_{13}$	-0.0021	$5.6766e - 004$	4.5793	2.3
$\widehat{\beta}_{23}$	-0.0040	$5.6766e - 004$	8.5436	2.3

TAB. 3.9 – Tableau ANOVA : analyse de régression des coefficients

À partir de ce tableau, seuls les coefficients apportant une qualité descriptive au modèle seront conservés, ce qui revient à rejeter le coefficient $\widehat{\beta}_{12}$. L'estimation du critère peut alors être réécrite sous la forme :

$$\eta = \widehat{\beta}_0 + \widehat{\beta}_1.x_1 + \widehat{\beta}_2.x_2 + \widehat{\beta}_3.x_3 + \widehat{\beta}_{11}.x_1^2 + \widehat{\beta}_{22}.x_2^2 + \widehat{\beta}_{33}.x_3^2 + \widehat{\beta}_{13}.x_1.x_3 + \widehat{\beta}_{23}.x_2.x_3 \quad (3.37)$$

L'objectif est alors de déterminer l'optimum global. Soit la forme matricielle donnée équation 3.38 et explicitée dans le chapitre 2, section 2.4.5.

$$\eta = b_0 + {}^t x.b + {}^t x.B.x \quad (3.38)$$

La nature de l'optimum global dépend des valeurs propres de la matrice B . Celles-ci sont données dans 3.39

$$\begin{cases} \lambda_1 = 0.001 \\ \lambda_2 = 0.0023 \\ \lambda_3 = 0.0101 \end{cases} \quad (3.39)$$

Toutes les valeurs propres de la matrice B étant positives, la matrice est définie positive, l'analyse analytique montre alors que l'optimum global est un minimum dont les coordonnées sont données par l'équation 2.83. Or, la distance d au centre du domaine est $d = 6.1$. La position du minimum est éloignée du domaine de validité du modèle, il faut alors rechercher sur l'univers du discours des variables les coordonnées du minimum : une recherche locale doit donc être effectuée. Plutôt que l'utilisation d'un algorithme d'optimisation local, l'analyse RIGE présentée dans la section 2.4.5 et s'appuyant directement sur le modèle analytique va lui être préférée. Il s'agit alors de considérer des hyper-sphères décrivant l'univers expérimental et faire varier la valeur du rayon en lui associant à chaque fois le minimum du critère sur l'hyper-sphère de rayon considéré.

La figure 3.19 représente l'évolution du minimum du critère en fonction du rayon de l'hyper-sphère.

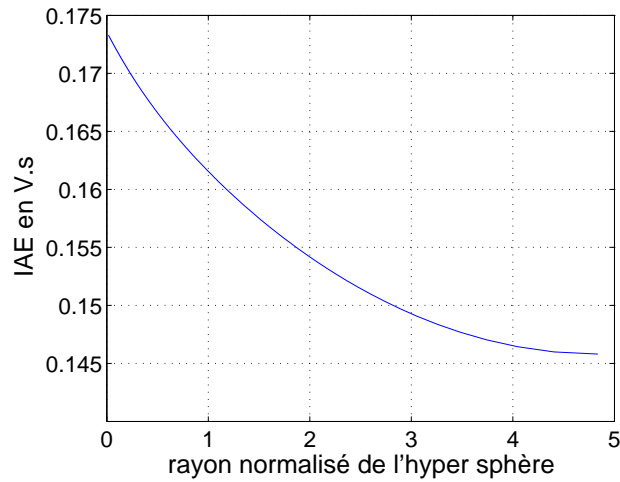


FIG. 3.19 – Evolution du minimum du critère en fonction du rayon de l'hyper-sphère

Il apparaît alors que le minimum se trouve sur la frontière du domaine du discours des variables. Lorsque la valeur du rayon dépasse la frontière unitaire, le critère diminue toujours. Cependant, le modèle analytique est valide uniquement pour un rayon inférieur à l'hyper-sphère unité. Le critère le plus faible obtenu lors des essais réalisés, $IAE = 0.1563$, étant plus petit que la valeur du critère minimum à l'intérieur de l'hyper-sphère de rayon unitaire, $IAE = 0.1615$, les coordonnées de l'optimum global retenues vont ici être sélectionnées dans le sens de la direction de descente du critère représentée figure 3.19 pour un rayon supérieur à 1 mais n'étant pas trop éloigné du domaine expérimental. Il est probable que la valeur du critère

puisse encore être diminuée, mais pour s'en assurer il est nécessaire de réaliser une étude supplémentaire en mettant en oeuvre un autre plan composite centré pour des niveaux de paramètres différents.

À l'issue de la procédure, les coefficients donnés table 3.10 sont retenus. Ils correspondent à une valeur du critère IAE de $0.1482V.s$.

gm	18.4
gdem	0.52
Ki	979

TAB. 3.10 – Réglages optimaux

La direction de la descente est représentée en 3 dimensions en fixant le paramètre $gdem$ figure 3.20. Le point optimal choisi se situe bien dans la direction de la diminution du critère.

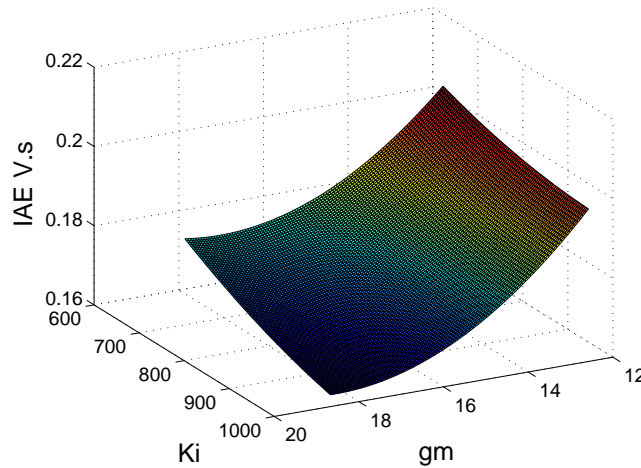


FIG. 3.20 – Direction de descente du critère IAE en fonction des paramètres Ki et gm

Les réponses temporelles correspondantes sont données figure 3.21.

La valeur du critère IAE a été améliorée pour la référence de $60V$ correspondant à notre test de performances. Il apparaît cependant que lors des variations de la tension de référence, figure 3.22, la dynamique du système est détériorée pour $Vref = 40V$ alors que les performances restent équivalentes pour $Vref = 80V$. L'optimisation des paramètres de la commande correspond donc ici à une amélioration pour un test de performance précis dans des conditions déterminées. En effet, la variation de la tension de référence n'a pas été prise en compte dans le critère. D.Hissel [His98a] a également proposé des réglages robustes pour une variation de cette entrée. Cela se traduit par une meilleure robustesse mais au détriment des performances dynamiques pures pour une référence fixe. En fonction du cahier des charges, la méthodologie de réglage appliquée dans cette section en utilisant les surfaces de réponses pourrait être reprise à partir de ces réglages pré-établis robustes.

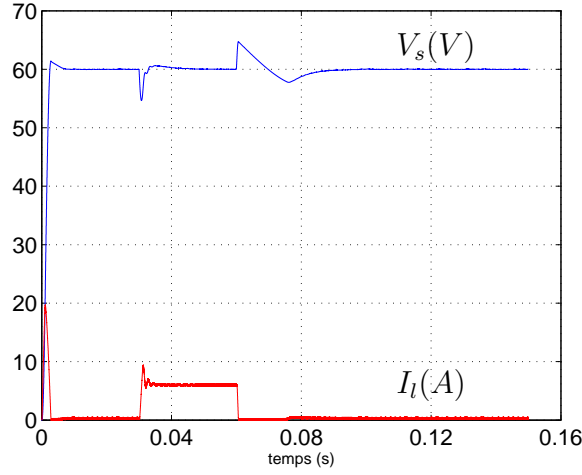


FIG. 3.21 – Réponses temporelles pour le pseudo retour d'état flou après optimisation par les surfaces de réponses

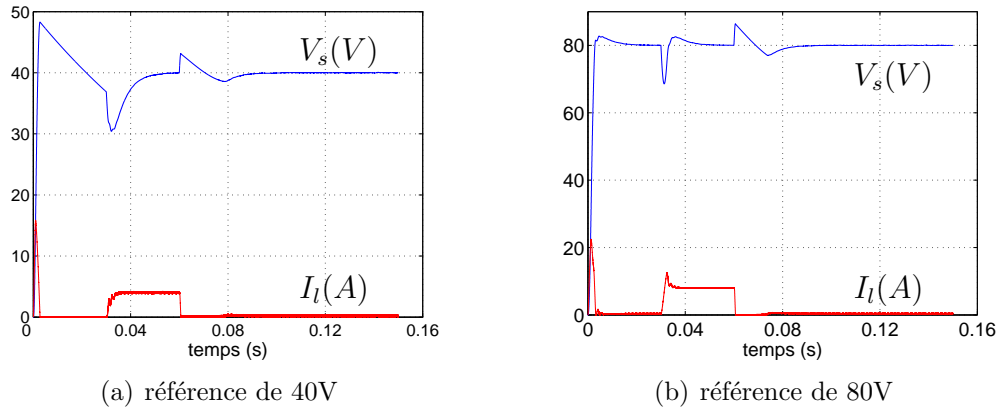
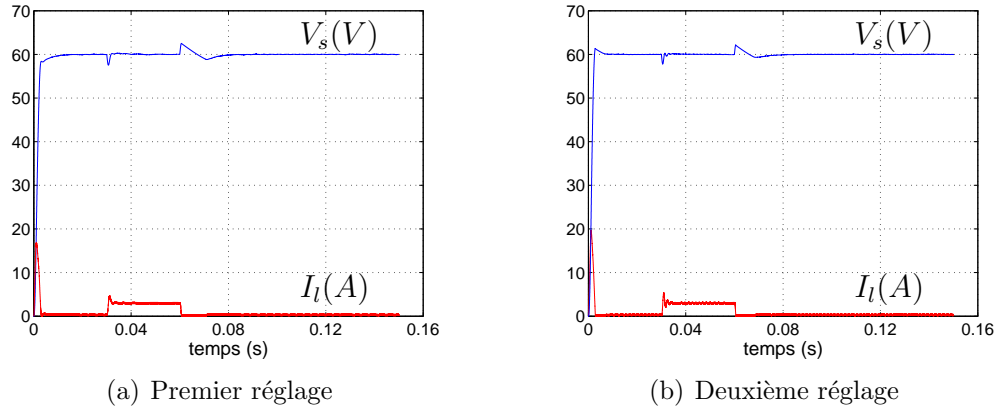


FIG. 3.22 – Réponses temporelles en simulation pour une autre référence

Il est également intéressant de tester la robustesse par rapport à une variation de la charge. Pour une charge de 20Ω , les réponses temporelles ont alors été tracées figure 3.23 pour les deux jeux de réglages.

La robustesse par rapport à cette variation de charge est donc ici très bonne pour les deux réglages. Ce bon résultat vient des valeurs initiales utilisées pour les paramètres du correcteur. En effet, celles-ci correspondent à un réglage pré-établi robuste du correcteur flou par rapport aux variations des paramètres du système.

À l'issue de la procédure, le critère IAE a été amélioré d'environ 12% par rapport au résultat donné au moyen des réglages étendus précédents. En appliquant la méthode de réglage en deux étapes, plans pour l'étude des effets des facteurs et plans pour l'étude des surfaces de réponses, pour seulement 3 facteurs, 36 essais ont du être réalisés. Il est possible de diminuer ce nombre total d'essais à réaliser en réutilisant certains essais du plan complet factoriel dans le plan composite centré si les niveaux initiaux correspondent à l'univers du discours des variables souhaité

FIG. 3.23 – Réponses temporelles en simulation pour une charge de 20Ω

pour l'étude par surface de réponse. Avec des niveaux judicieusement choisis, seuls 20 essais devront alors être menés.

La structure de commande proposée présente donc un intérêt certain en termes de performances. Il est cependant possible d'envisager d'autres structures de commande à base de logique floue pour commander des systèmes de type sous-amorti. Ainsi, la commande par retour d'état linéaire ayant donné de bonnes performances, sa structure servira de base pour l'étude de la section suivante, traitant du retour d'état flou.

3.5 Retour d'état flou

Une autre idée consiste à utiliser un retour d'état uniquement flou à la différence de ce que l'on peut trouver dans la littérature où le flou est utilisé comme un gain adaptatif [Car99] ou comme une combinaison de retours d'états linéaires [Lam04]. Le premier pas consiste à partir d'une structure de retour d'état linéaire classique puis de remplacer le retour d'état linéaire par un contrôleur flou. Le principe est alors de modifier grâce au contrôleur flou la surface de commande linéaire afin de rendre la commande plus performante. Pour ce faire, une table de règles spécifique doit être utilisée avec les plans d'expériences pour régler les différents paramètres du contrôleur.

3.5.1 Structure de la commande

La structure de commande est donnée figure 3.24. Celle-ci reprend la structure de la commande par retour d'état linéaire du paragraphe précédent, c'est-à-dire retour d'état et action intégrale. Les grandeurs d'état seront donc là encore la tension de sortie V_s et le courant dans l'inductance I_l .

Le correcteur flou utilisé est là encore un correcteur de type Sugeno, cependant, l'action floue va maintenant agir sur le retour d'état. La structure du correcteur doit donc être adaptée pour répondre à cette nouvelle exigence. Les grandeurs d'état vont être retrouvées en entrée, fixant donc à deux le nombre de celles-ci.

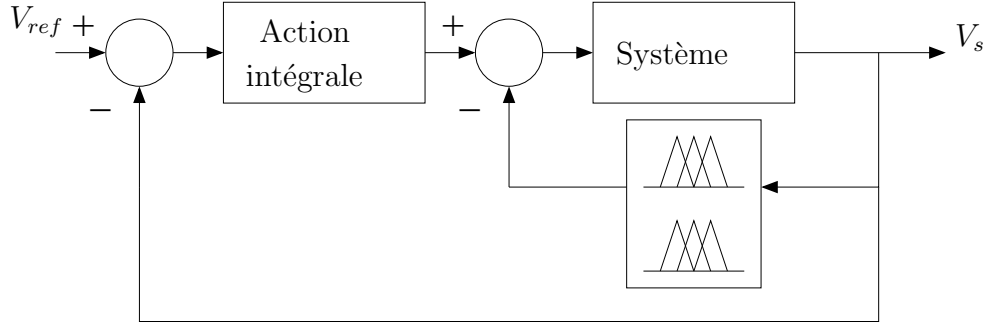


FIG. 3.24 – Retour d'état flou

Avec une sortie unique, le nombre de paramètres du moteur flou dépend alors du nombre de fonctions d'appartenance utilisées. De plus, la table de règles utilisée pour le retour d'état flou ne peut être construite sur le modèle des tables antidiagonales précédemment employées. En effet, les entrées étant les variables d'états et le convertisseur étant unidirectionnel en courant et en tension, l'univers du discours sera donc strictement positif ou nul aussi bien sur les entrées du moteur flou que pour la sortie, imposant alors des contraintes sur la table de règles dont la définition est détaillée un peu plus loin. Afin de minimiser les facteurs devant être réglés tout en laissant des degrés de liberté suffisamment importants, le nombre de fonctions d'appartenance va dans un premier temps être fixé à 4 par entrée ainsi que pour la sortie.

Avec deux entrées et deux gains de normalisation ($\frac{1}{V_{sms}}$, $\frac{1}{I_{lm}}$), 4 fonctions d'appartenance par entrée et 4 singletons de sortie (Z_i, PVS_i, PS_i et PB_i avec $i \in V_s, I_l, s$), $4 \times 4 = 16$ règles et le gain de dénormalisation gm , 33 paramètres doivent être réglés. Pour faciliter le réglage, ce nombre est diminué en fixant les positions des fonctions d'appartenance extrêmes (Z_i et PB_i), respectivement à 0 et à 1. De plus, les positions des coefficients de la table de règle vont être figées pour poursuivre dans le sens de la minimisation des facteurs. Le nombre de paramètres mobiles du moteur flou est alors réduit à 9. Il devient alors envisageable d'utiliser la méthodologie des plans d'expériences tout en réalisant un nombre raisonnable d'expériences.

La table de règles doit maintenant être définie. Ses coefficients sont alors placés de manière à avoir une commande proche de celle du retour d'état linéaire aux points de fonctionnement et une commande plus réactive sur le reste du domaine, comme représenté dans le tableau 3.11.

	Z_{V_s}	PVS_{V_s}	PS_{V_s}	PB_{V_s}
Z_{I_l}	Z_s	PVS_s	PVS_s	PB_s
PVS_{I_l}	Z_s	PVS_s	PS_s	PB_s
PS_{I_l}	Z_s	PVS_s	PS_s	PB_s
PB_{I_l}	PVS_s	PS_s	PB_s	PB_s

TAB. 3.11 – Table de règles du retour d'état flou

En effet, le test de performances impose deux points de fonctionnement, c'est-à-

dire lorsque la charge est ou n'est pas connectée. À chacun de ces points correspond un couple de valeurs pour les variables d'états. Pour ces points particuliers, il est préférable de pouvoir fixer facilement la valeur de la commande floue. La table est donc construite de façon à faire apparaître deux couples : $\{PS_{V_s}, Z_{I_l}\}$ d'une part pour le point de fonctionnement à vide et $\{PS_{V_s}, PS_{I_l}\}$ d'autre part lorsque la charge est connectée. Ces couples correspondent respectivement aux grandeurs de commande PVS_s et PS_s . La position de la fonction d'appartenance PS_{V_s} sera donc fixée dans un premier temps au niveau de la tension de référence alors que les positions des fonctions Z_{I_l} et PS_{I_l} correspondent à la valeur du courant respectivement lorsque le système est à vide ou en charge. L'effet du retour d'état flou sera alors de donner des valeurs de commande adéquates en ces points mais aussi d'apporter une forte non-linéarité lorsque l'on s'éloignera de ceux-ci, dans le but d'améliorer les performances dynamiques, ce qui explique la forme de la table de règles.

En prenant maintenant en considération l'ensemble de la commande, il faut ajouter aux paramètres du moteur flou le gain d'intégration K_i . La structure de commande retenue totalise donc 10 facteurs à régler :

- les 2 gains de normalisation en entrée : $\frac{1}{V_{sm}}$ et $\frac{1}{I_{lm}}$,
- le gain de dénormalisation en sortie : gm ,
- les fonctions d'appartenance réglables en entrée : PS_{V_s} et PVS_{V_s} pour la tension et PS_{I_l} et PVS_{I_l} pour le courant,
- les singletons réglables en sortie : PS_s et PVS_s ,
- le gain d'intégration K_i .

Ayant identifié 10 paramètres, la méthodologie des plans d'expériences va pouvoir être utilisée afin de régler la commande par retour d'état flou.

3.5.2 Plans d'expériences

La problématique est désormais de définir la méthodologie expérimentale conduisant au réglage de la commande par retour d'état flou : quels sont les niveaux à attribuer à chaque facteur, faut-il fixer certains de ceux-ci, combien d'essais faut-il réaliser et pour quel compromis sur la précision des indications obtenues ?

La procédure de réglage va être décomposée en deux parties ([Fau05a]) :

- tout d'abord, un plan de "dégrossissage" va être mis en oeuvre. En fixant certains des paramètres, il va être possible de réaliser seulement un nombre réduit d'essais. Un premier jeu de paramètres sera donc obtenu à moindre coût. De plus, à partir de niveaux initiaux, l'influence globale des facteurs pourra être déterminée et servir de point de départ pour un réglage plus fin.
- ensuite, un nouveau plan pour affiner les réglages va être réalisé. L'idée est ici d'obtenir un meilleur réglage par un choix des niveaux des facteurs orienté par le résultat du plan précédent. De plus, l'ensemble des paramètres sera ici étudié.

Le choix du plan de dégrossissage va être influencé par le nombre d'essais à réaliser. Une résolution *IV* est nécessaire pour évaluer avec précision les effets. De

plus, pour que la matrice d'expériences soit une matrice d'Hadamard, il faut que le nombre d'essais soit multiple de 4. Avec 16 essais et en respectant les contraintes ci-dessus, 8 facteurs au maximum peuvent être étudiés. Il faut donc fixer pour cette première partie de l'étude deux autres paramètres. Or, la forme spécifique de la table de règles peut être exploitée pour imposer la position de la fonction d'appartenance PS_{V_s} . Ainsi, la valeur de PS_{V_s} sera fixée pour coïncider avec la valeur de la référence. De plus, dans un premier temps, la valeur du gain d'intégration va rester constante et conserver la valeur obtenue pour le retour d'état linéaire.

Avec seulement 8 facteurs, un plan factoriel fractionnaire basé sur un plan complet à 4 facteurs peut être utilisé. Le plan 2_{IV}^{8-4} donné en annexe 1 va ainsi être employé. Il faut alors définir les niveaux de chacun des facteurs. Pour ce faire, les valeurs de la commande du retour linéaire vont être utilisées. Les coefficients de normalisation de la tension et du courant sont choisis de façon à majorer les grandeurs maximales en fonctionnement normal. De plus, pour les deux points de fonctionnement, les valeurs du correcteur linéaire sont données à la commande floue. De ce fait, la plupart des paramètres ont leur valeur initiale fixée. Il reste à définir arbitrairement et de façon équi-répartie la position des fonctions d'appartenances restantes. L'ensemble des valeurs initiales des facteurs est donné table 3.12.

Vsm	80	PS_{V_s}	0.7	PS_s	0.62
Ilm	10	PVS_{V_s}	0.4	PVS_s	0.3
gm	250	PS_{I_l}	0.6		
kR	0.1	PVS_{I_l}	0.3		

TAB. 3.12 – Paramètres initiaux du système

Les niveaux du premier plan d'expériences vont alors être choisis autour de ces valeurs initiales. Ils sont donnés table 3.13.

Facteur	Vsm	Ilm	gm	PS_{V_s}	PVS_{V_s}	PS_{I_l}	PVS_{I_l}	PS_s	PVS_s
Niveau 1	80	8	200	0.6	0.3	0.5	0.2	0.5	0.2
Niveau 2	100	10	250	0.8	0.5	0.7	0.4	0.7	0.4

TAB. 3.13 – Niveaux des facteurs pour le plan de "dégrossissage"

La procédure d'analyse des résultats de ce plan ne sera pas détaillée ici car elle reprend les éléments de méthodologie présentés dans le chapitre 2.

L'étude conduit alors au jeu de réglage optimal de la table 3.14.

Vsm	80	PS_{V_s}	0.8	PS_s	0.7
Ilm	10	PVS_{V_s}	0.5	PVS_s	0.4
gm	200	PS_{I_l}	0.5		
kR	0.1	PVS_{I_l}	0.2		

TAB. 3.14 – Paramètres du système

À l'issue de cette première étape de réglage, la valeur du critère IAE ($0.41V.s$) présente une amélioration de l'ordre de 16% par rapport à la valeur correspondant au retour d'état linéaire ($0.49V.s$). Un deuxième plan d'expériences va permettre d'améliorer encore ces réglages.

Partant du réglage optimal donné par le premier plan et dépendant des niveaux initiaux des facteurs, de nouveaux niveaux plus judicieusement choisis vont être utilisés pour le deuxième plan d'expérimentation. Le gain de normalisation du courant en entrée, I_{lm} , étant peu influent, sa valeur sera fixée et il ne sera pas étudié par la suite. Cependant, afin d'améliorer les performances de la commande, les deux fonctions d'appartenances précédemment fixées, PS_{V_s} et PS_{I_l} , vont désormais être prises en compte.

Avec 9 paramètres à régler, il est alors possible de mettre en oeuvre un plan d'expérience basé sur une table 2_{IV}^{9-5} pour réaliser les essais. La matrice d'expériences définie en annexe 2 et utilisée dans l'étude du retour proportionnel dérivé sera donc employée de nouveau. La définition des niveaux pour ce deuxième plan, table 3.15, repose alors sur les effets obtenus précédemment à l'issue du premier plan de dégrossissage.

Facteur	V_{sm}	gm	kR	PS_{V_s}	PVS_{V_s}	PS_{I_l}	PVS_{I_l}	PS_s	PVS_s
Niveau 1	70	180	0.08	0.7	0.4	0.35	0.15	0.65	0.35
Niveau 2	90	220	0.12	0.8	0.6	0.45	0.45	0.75	0.45

TAB. 3.15 – Niveaux des facteurs pour le deuxième plan

À l'issue des plans, les coefficients optimaux obtenus sont explicités table 3.16.

V_{sm}	70	PS_{V_s}	0.8	PS_s	0.65
I_{lm}	10	PVS_{V_s}	0.6	PVS_s	0.45
gm	220	PS_{I_l}	0.45		
kR	0.12	PVS_{I_l}	0.15		

TAB. 3.16 – Paramètres optimaux du système à l'issue du second plan d'expériences

Ce réglage des paramètres conduit à la surface de commande représentée figure 3.25. C'est la déformation de la surface de retour plane du retour d'état linéaire, au moyen du moteur flou, qui est la source de l'amélioration des performances dynamiques.

La réponse temporelle obtenue expérimentalement à l'issue des plans d'expériences est représentée figure 3.26.

Le critère IAE pour ce réglage est désormais de $0.33V.s$. Il a, là encore, été amélioré. Cependant, la structure du retour flou, par l'intermédiaire de la base de règles, a été définie ici pour un point de fonctionnement donné et une référence donnée. Une modification de la valeur de la charge peut ainsi conduire à une dégradation des performances par rapport au retour linéaire. La figure 3.27 illustre la

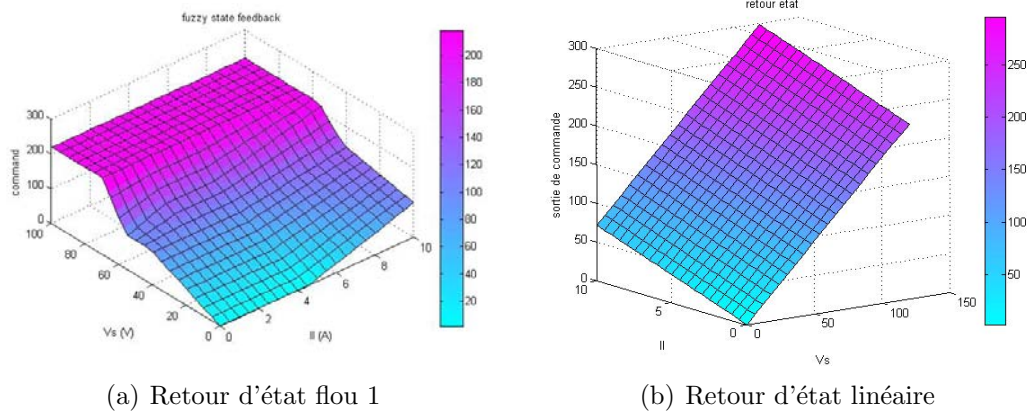


FIG. 3.25 – Surfaces de commande des retours d'états flous et linéaires

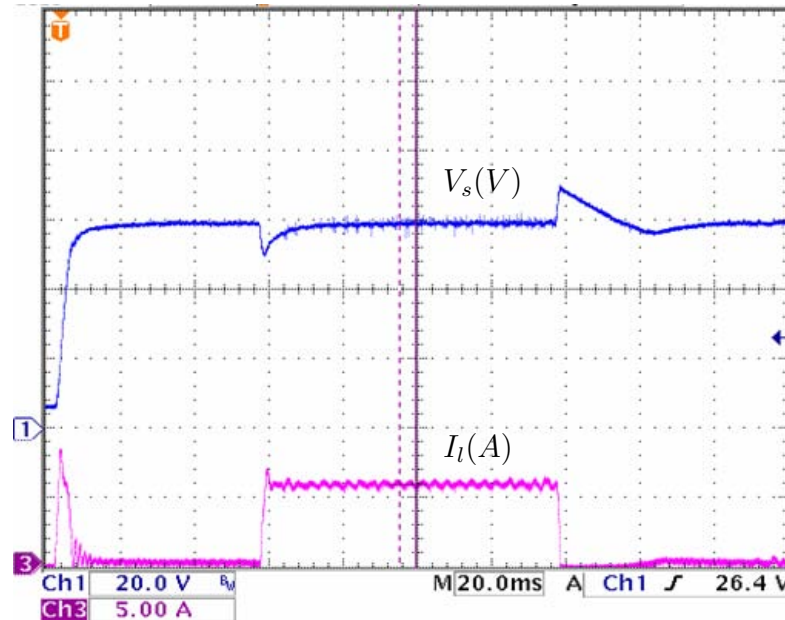


FIG. 3.26 – Réponses temporelles du retour d'état flou 1

comparaison en terme de performances pour une charge valant 20Ω entre le retour d'état flou et le retour d'état linéaire.

Des ondulations apparaissent en régime permanent en charge lorsque le système est commandé par retour d'état flou. Il apparaît donc que la commande par retour d'état flou n'est pas robuste par rapport à des variations de charge. La structure de la base de règles va alors être modifiée par la suite pour pallier ce problème.

En ce qui concerne la modification de la tension de référence, les réponses temporelles de la figure 3.28 montrent que la commande n'est pas du tout robuste aux variations de celle-ci.

La section suivante montrera alors comment l'augmentation du nombre de fonctions d'appartenance peut résoudre certains de ces problèmes de robustesse par rapport aux variations de charge et aux variations de la tension de référence.

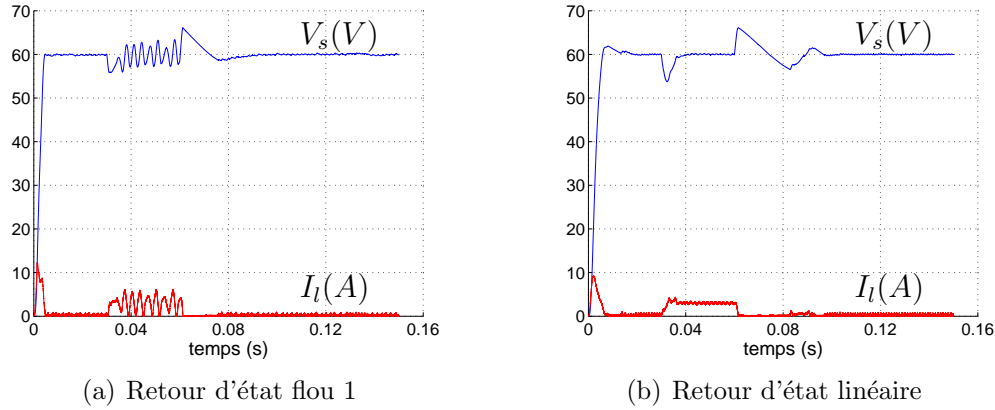
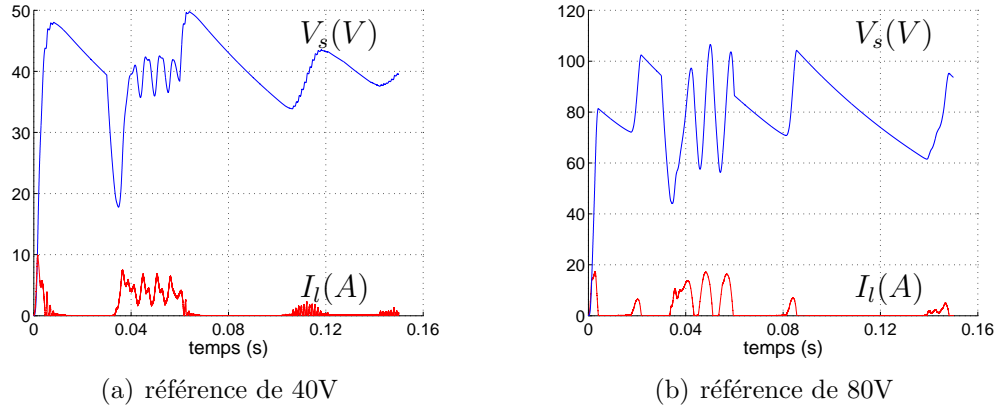
FIG. 3.27 – Réponses temporelles en simulation pour une charge de 20Ω 

FIG. 3.28 – Réponses temporelles en simulation de la commande par retour d'état flou 1 pour différentes références

3.5.3 Augmentation du nombre de fonctions d'appartenance

La robustesse par rapport aux variations de charge n'étant pas assurée, la structure du retour d'état flou peut être améliorée en ajoutant des fonctions d'appartenance supplémentaires, [Fau05b]. Le moteur flou évolue alors jusqu'à 4 fonctions d'appartenance réglables par entrée et 4 singletons réglables en sortie : $Z_i, PVS_i, PS_i, PM_i, PVM_i$ et PB_i avec $i \in V_s, I_l, s$. Le nombre de degrés de liberté est plus important mais il en est de même pour le nombre de facteurs à régler. Pour conserver un nombre d'essais raisonnable dans le cadre du réglage des paramètres, il va donc là encore falloir fixer certains des paramètres. Le choix des facteurs à fixer va dépendre de la structure de la table de règles et donc de la stratégie retenue pour améliorer la robustesse.

Pour résoudre le problème du point de fonctionnement pour une charge quelconque, une bande linéaire autour de la tension de référence assurant les mêmes valeurs de commande que le retour d'état linéaire va être définie. En effet, en ré-

gime permanent, la valeur des variables d'état pour un point de fonctionnement donné dépend de la tension de référence pour la tension de sortie et de la charge pour le courant. La valeur du gain de la commande à l'extérieur de cette bande sera plus importante assurant ainsi par cette non-linéarité de bonnes performances dynamiques. Il vient alors la table de règles donnée table 3.17.

	Z_{V_s}	PVS_{V_s}	PS_{V_s}	PM_{V_s}	PVM_{V_s}	PB_{V_s}
Z_{I_l}	Z_s	Z_s	Surface linéaire			PB_s
PVS_{I_l}	Z_s	Z_s				
PS_{I_l}	Z_s	Z_s				
PM_{I_l}	PVS_s	PM_s				
PVM_{I_l}	PS_s	PVM_s				
PB_{I_l}						

TAB. 3.17 – Table de règles du retour d'état flou 2

Les paramètres à régler sont donc :

- les 2 gains de normalisation en entrée : $\frac{1}{V_{sm}}$ et $\frac{1}{I_{lm}}$,
- le gain de dénormalisation en sortie : gm ,
- les fonctions d'appartenance réglables en entrée : PVS_i, PS_i, PM_i, PVM_i avec $i \in V_s, I_l$ respectivement pour la tension et pour le courant,
- les singletons réglables en sortie : PVS_s, PS_s, PM_s et PVM_s ,
- le gain d'intégration K_i .

L'augmentation du nombre de fonctions d'appartenance combinée à la table de règles définie table 3.17 conduit donc à un total de 16 facteurs.

Dans un premier temps, la méthodologie des plans d'expériences va être utilisée pour régler ceux-ci. Afin de limiter le nombre d'essais à réaliser tout en assurant au plan une résolution IV , le nombre de facteurs doit être réduit.

À l'issue de la procédure d'analyse, qui n'est pas détaillée ici, il apparaît que les effets des facteurs donnés par le plan ne permettent pas de conclure et d'obtenir le réglage optimal. Les limites d'utilisation de l'outil sont ici atteintes. En effet, la méthodologie des plans d'expériences repose sur l'hypothèse selon laquelle, si le système n'est pas linéaire, autour d'un point de fonctionnement, il est possible de réaliser un développement limité pour décrire la fonction. Cependant, en augmentant le nombre de fonctions d'appartenance, la sensibilité du système s'en est retrouvée accrue. Ainsi, la surface de réponse va être définie par des courbures multiples. Une solution possible permettant d'éviter cette difficulté est de jouer sur les niveaux des paramètres afin de réduire les intervalles de variation de chaque facteur et de respecter l'hypothèse ci-dessus. Cependant, une telle solution diminue la pertinence des résultats de l'étude, l'optimum donné par les plans n'étant que fortement local.

Cet exemple illustre donc les limitations d'utilisation des plans lorsque l'évolution du critère n'est pas du tout monotone.

Les paramètres de la commande vont alors être réglés à l'aide d'un algorithme d'optimisation local se basant sur le critère IAE . L'algorithme d'optimisation local

de type Hook and Jeeve présenté en annexe 2 va alors être utilisé et conduit au réglage optimal donné table 3.18.

V_{sm}	70	PVM_{V_s}	200	PVM_{I_l}	0.64	PVM_s	0.16
I_{lm}	10	PM_{V_s}	0.857	PVM_{I_l}	0.6	PM_s	0.1
gm	400	PS_{V_s}	0.84	PS_{I_l}	0.56	PS_s	0.09
kR	0.11	PVS_{V_s}	0.35	PVS_{I_l}	0.15	PVS_s	0.036

TAB. 3.18 – Paramètres du système pour la commande par retour d'état flou 2

La réponse temporelle correspondante est donnée figure 3.29. Par la suite, la nouvelle structure sera référencée par "retour d'état flou 2" et la structure possédant moins de fonctions d'appartenance "retour d'état flou 1".

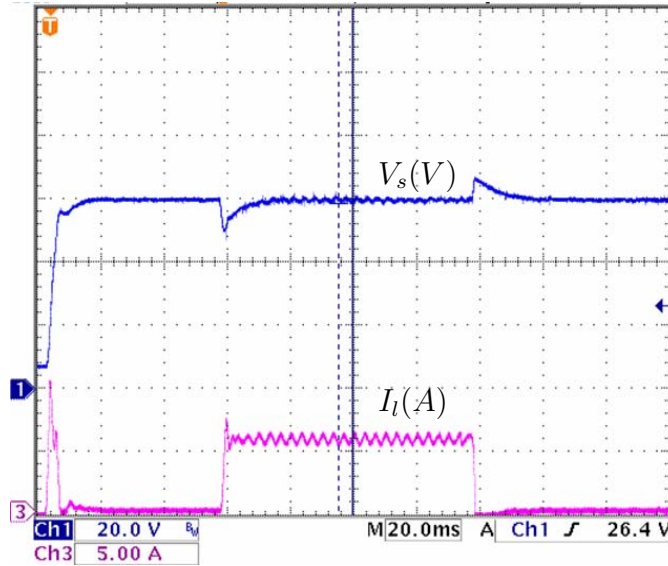


FIG. 3.29 – Réponse temporelle expérimentale pour le retour d'état flou 2

Le critère IAE est alors amélioré de 24% par rapport à la commande par retour d'état flou 1. L'amélioration la plus notable apparaît lors de la déconnection de la charge. En effet, la commande se comporte particulièrement bien tout en apportant de bonnes performances sur l'ensemble du test. Ce phénomène s'explique à partir de la décomposition du signal de commande, figure 3.30 : la composante intégrale d'une part et l'action de retour d'état d'autre part.

La décomposition de la commande en ses deux composantes montre ici que le retour d'état flou réagit très rapidement lors de la déconnection permettant à la composante intégrale de conserver une valeur élevée stabilisant la tension de sortie au point de fonctionnement. l'impact de tension est donc sensiblement réduit.

Ce réglage conduit alors à la surface de commande représentée figure 3.31 sur laquelle apparaît la bande linéaire autour de 60V et la non linéarité ailleurs.

La robustesse par rapport aux variations de charge est maintenant assurée de par l'existence de cette bande linéaire autour de la tension de référence. En effet, la connaissance de la valeur de la charge n'est plus un paramètre de réglage. La figure 3.32 illustre cette robustesse pour une charge de 20Ω .

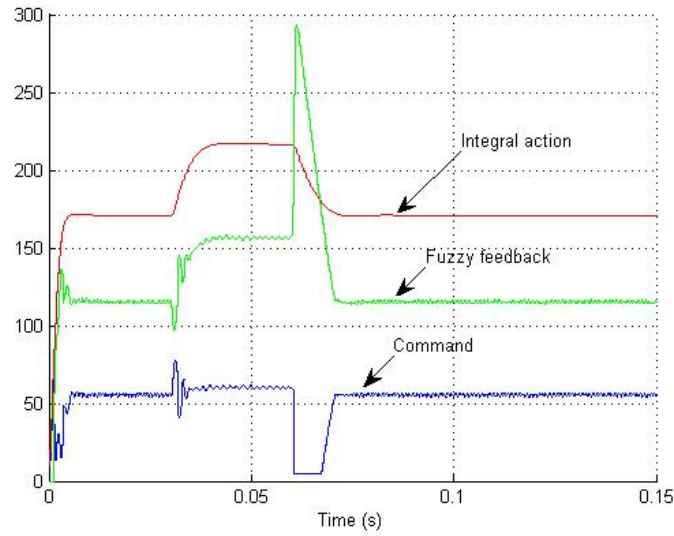


FIG. 3.30 – Retour d'état flou

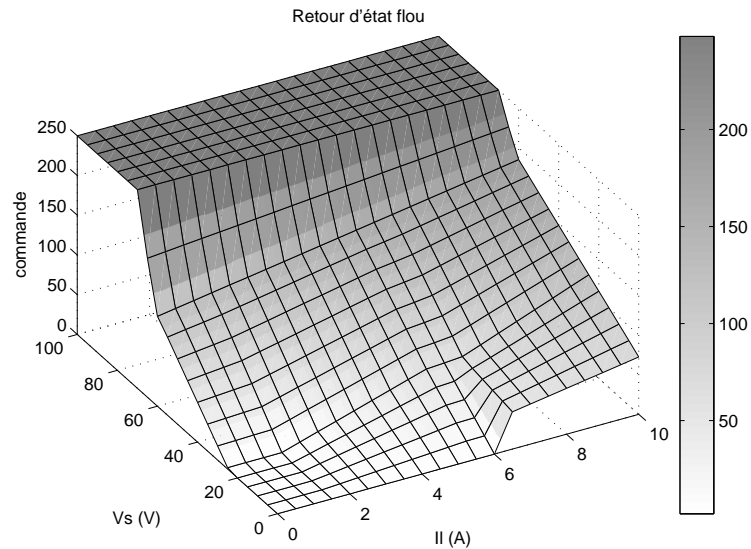


FIG. 3.31 – Surface de commande du retour d'état flou 2

Il apparaît ici que les ondulations en régime permanent en charge ont disparu. De plus, l'impact lors de la déconnection de la charge est également réduit. En terme de critère IAE , le tableau 3.19 donne pour chaque commande la valeur obtenue lors du test de performances.

La nouvelle structure permet donc également d'améliorer le critère IAE pour une modification de la valeur de la charge.

De plus, le diagramme d'état, figure 3.33, montre quelles sont les règles actives pendant le test de performances. La tension de sortie est placée en abscisse et le courant dans la self en ordonnée. Il apparaît bien que les oscillations autour de la

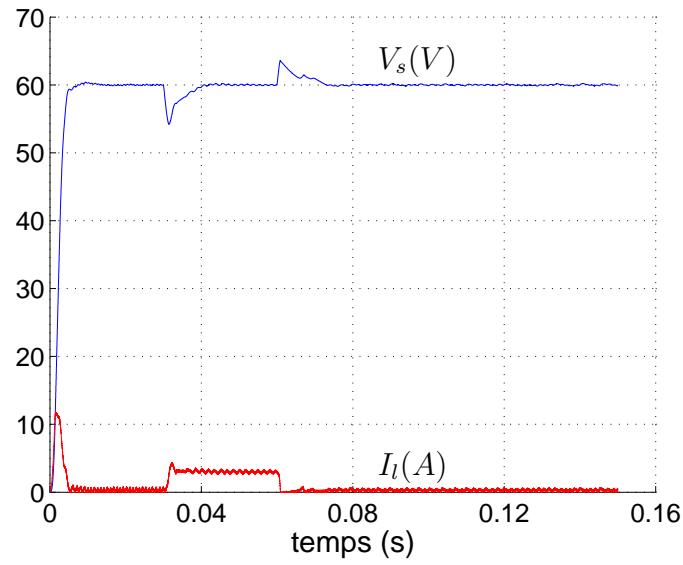


FIG. 3.32 – Réponse temporelle pour une charge de 20Ω avec le retour d'état flou 2

	Critère IAE (V.s)
Retour d'état linéaire	0.31
Retour d'état flou 1	0.27
Retour d'état flou 2	0.2

TAB. 3.19 – Résultat IAE pour une charge de 20Ω

référence sont contrôlées par la petite bande entourée par les fonctions d'appartenance définissant la zone linéaire.

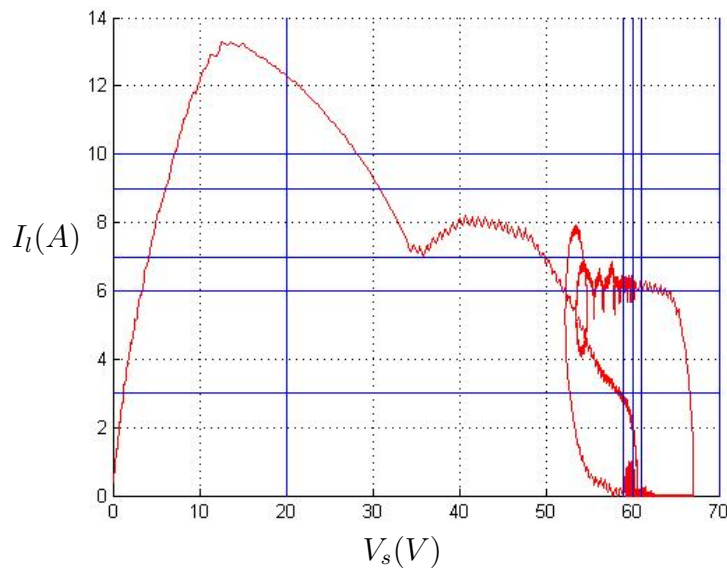


FIG. 3.33 – Diagramme d'état lors du test de performances

Par l'augmentation du nombre de fonctions d'appartenances, cette nouvelle structure permet d'assurer de bonnes performances dynamiques lorsque la valeur de la charge est modifiée. A la différence de la commande précédente, elle n'est donc pas définie pour une charge fixe. Cependant, le réglage des paramètres reste tributaire de la valeur de la tension de référence ce qui reste un inconvénient pouvant être majeur selon les applications. En effet, il apparaît sur la figure 3.34 que cette nouvelle structure n'a pas vraiment amélioré la robustesse par rapport à la tension de référence.

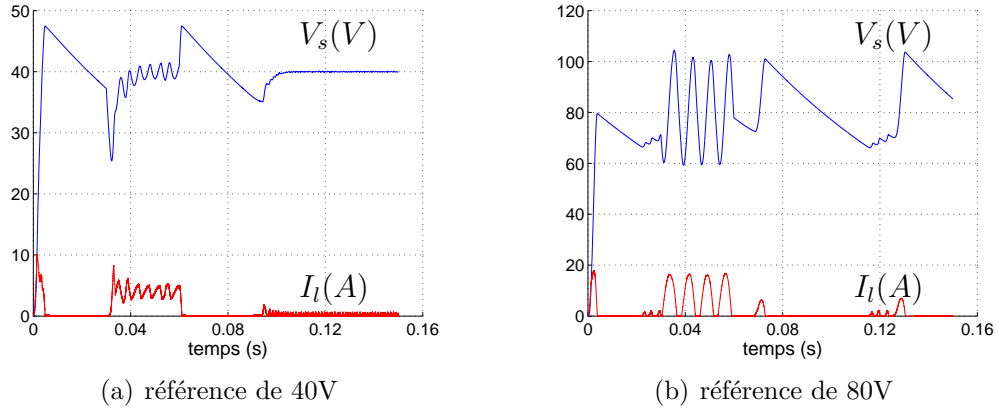


FIG. 3.34 – Réponses temporelles en simulation pour une autre référence

Cette structure, pourtant réalisée à partir du correcteur linéaire plus performant, présente donc des inconvénients pouvant être majeurs selon l'application. La section suivante résumera à fin de comparaison les performances des différentes commandes.

3.6 Comparaisons des différentes commandes

Dans un premier temps, les performances relatives au test de performances choisi seront comparées. Le tableau 3.20 rassemble alors les résultats expérimentaux obtenus pour les diverses structures. Pour rappel, les résultats du retour d'état flou comportant 2 fonctions d'appartenance mobiles par entrée et sortie sont rapportés sous le nom de "retour d'état flou 1" tandis que "retour d'état flou 2" désigne les résultats de la dernière structure présentée. De même, pour la structure PID flou et retour proportionnel dérivé, deux réglages seront distingués : le premier issu de la première phase d'optimisation est référencé sous le nom "retour dérivé flou 1" tandis que celui obtenu par la méthodologie des surfaces de réponses sous celui de "retour dérivé flou 2".

La figure 3.35 met en perspective les performances de chacun des correcteurs sur le cycle de performances. Un critère est représenté sur chaque axe et l'étoile associée indique l'échelle. Les valeurs des impacts de tension sont données en pourcentage de la valeur de la consigne (60V).

Il apparaît alors que la commande par retour dérivé associée à un PID flou, en utilisant seulement la tension de sortie pour le calcul de la commande, c'est-à-dire

Structure	IAE ($V.s^{-1}$)	Réponse indicielle	Connexion de la charge		Déconnexion de la charge		
		t_r 5% (ms)	t_r 5% (ms)	V_s min (V)	t_r 5% (ms)	V_s max (V)	V_s min (V)
Retour d'état linéaire figure 3.9	0.49	5.3	6	48	41	72	52
Retour dérivé flou 1 figure 3.15	0.17	2.65	1.4	54.5	5	65.2	57.1
Retour dérivé flou 2 figure 3.21	0.15	2.29	1.3	54.6	3.8	64.8	57.7
Retour d'état flou 1 figure 3.26	0.33	4	5.5	51	27	70	56
Retour d'état flou 2 figure 3.29	0.25	4.2	5.9	50	6.8	67	60

TAB. 3.20 – Comparaison des différents correcteurs pour une référence de 60V

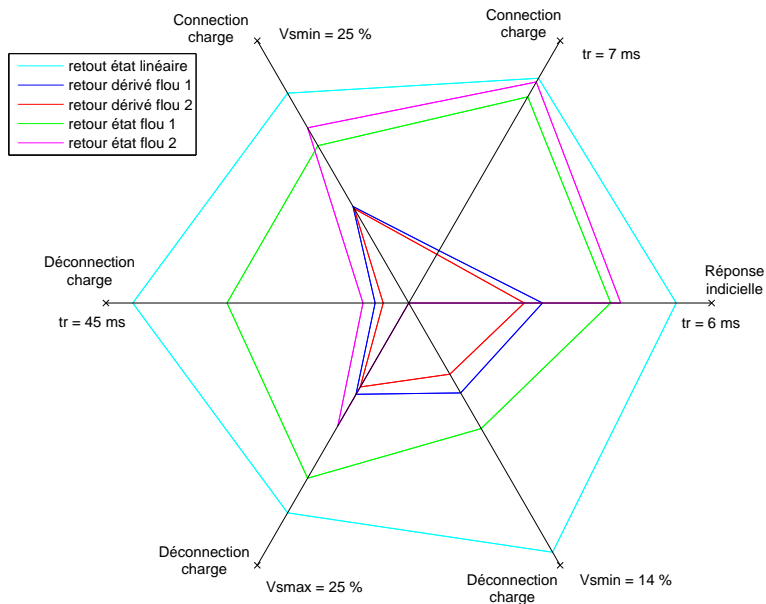


FIG. 3.35 – Comparaison des différents correcteurs

un seul capteur, donne de meilleurs résultats en termes de temps de réponse et de bonnes performances en régulation. Le retour d'état flou, lui, permet d'améliorer

fortement le comportement du système lors de la déconnection de la charge, en évitant tout dépassement. Cette amélioration est principalement apportée par le "retour d'état flou 2" qui est bien plus performant que le "retour d'état flou 1" sur ce point tout en assurant des performances équivalentes sur le reste du test ainsi qu'une bonne robustesse par rapport à des variations des valeurs de la charge. Il reste cependant plus délicat à régler.

La robustesse globale du système pour les différentes commandes va maintenant être comparée. La robustesse par rapport à des variations de charge étant un des éléments importants lors du design de la commande, il peut être intéressant de comparer le comportement de chacune des structures de commande. De plus, la tension de référence peut être amenée à varier ce qui est problématique pour la structure par retour d'état flou. Le tableau 3.21 reprend alors les performances en terme de critère IAE des différentes commandes pour une charge de 20Ω et une référence de $60V$ d'une part et pour des références de $40V$ et $80V$ d'autre part.

Structure	$IAE \text{ } V.s^{-1}$		
	Charge 20Ω	$V_{ref} = 40V$	$V_{ref} = 80V$
Retour d'état linéaire	0.31	0.342	0.646
Retour dérivé flou 1	2.65	0.118	0.251
Retour dérivé flou 2	2.65	0.253	0.252
Retour d'état flou 1	0.27	0.658	1.743
Retour d'état flou 2	0.2	0.375	1.712

TAB. 3.21 – Robustesse des différents correcteurs pour des variations de références et de charge

Les performances en termes d' IAE pour des variations de références et de charge sont également représentées figure 3.36. À chaque axe est associé une configuration différente, correspondant à une charge ou une référence de tension distincte.

En ce qui concerne les performances dynamiques, pour une modification de la valeur de la charge (20Ω), il apparaît que là encore le correcteur PID flou associé au retour proportionnel dérivé donne de meilleurs résultats même si la commande par retour d'état flou 2 donne des performances correctes (la propriété de robustesse par rapport à la charge ayant été prise en compte pour la conception de la structure).

Cependant, lors des variations de la tension de référence, les commandes par retour d'état flou 2 donnent de très mauvaises performances et peinent à stabiliser le système. Par contre, la commande par retour dérivé associée à un PID flou donne là encore de bons résultats même si un autre jeu de paramètres pourrait encore améliorer la robustesse. En effet, les réglages pré-établis robustes par rapport à la

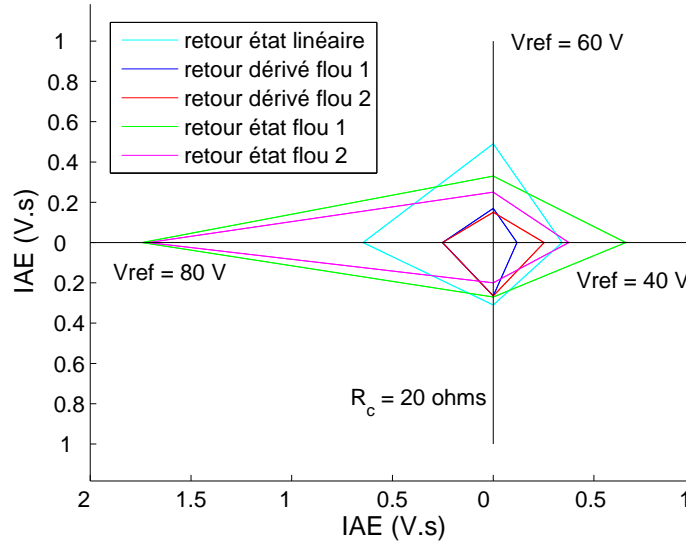


FIG. 3.36 – Comparaison des différents correcteurs pour des variations de références et de charge

variation de la valeur de consigne proposés par D.Hissel, ([His98a]), pourraient être utilisés comme paramètres initiaux pour régler le correcteur PID flou.

Les différences de comportement observées ici illustrent la nécessité de prendre en compte dès la conception de la structure de commande les problèmes de robustesse. Ainsi, le retour d'état flou 2 a été conçu pour être robuste par rapport à des variations de la valeur de la charge et pas aux variations de la tension de référence ce qui explique ses performances.

Les différences de performances doivent également être mises en perspective par rapport à la complexité de mise en oeuvre. Le tableau 3.22 présente dans ce sens les avantages et désavantages de chacun des correcteurs.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, différentes structures de commande à base de logique floue commandant efficacement des systèmes sous amortis ont été mises en oeuvre. Leurs performances dynamiques surclassent celles données par des correcteurs linéaires. Un correcteur linéaire de type PID a été testé montrant la délicatesse de son utilisation et une commande linéaire par retour d'état a été réalisée à fin de comparaison.

Dans un premier temps, une structure basée sur un retour dérivé de la tension de sortie associée à un correcteur flou de type PID a été étudiée. Elle présente notamment l'avantage de ne nécessiter qu'un seul capteur. De plus, il est possible de réaliser un réglage simple de celle-ci en utilisant deux tables successives de réglages pré-établis à partir d'un essai indiciel en boucle ouverte. C'est un outil de réglage

Structure	Avantages	Inconvénients
Retour d'état linéaire	- structure simple - performances moyennes	- placement de pôles - nécessite deux capteurs
Retour dérivé flou 1	- simplicité de réglage - capteur unique	- commande complexe - domaine validité
Retour dérivé flou 2	- amélioration des performances	- nombre d'expériences
Retour d'état flou 1	- performances moyennes	- mauvaise robustesse - nécessite deux capteurs
Retour d'état flou 2	- amélioration des performances	- nombre de paramètres - nécessite algorithme optimisation - nécessite deux capteurs

TAB. 3.22 – Avantages et inconvénients des différentes structures de commande

de commandes floues très simple mais performant qui met le réglage du correcteur flou de type PID pour un système dont la réponse indicielle en boucle ouverte est de type sous amortie à la portée d'un opérateur. Cependant, cette méthodologie reste tributaire du domaine de validité des réglages pré-établis proposés. Les performances apportées par ce premier réglage de cette structure de commande peuvent par la suite être améliorées en mettant en oeuvre la méthodologie des surfaces de réponse. L'amélioration des performances est ici réalisée au moyen de l'augmentation du nombre d'essais et de la complexité du réglage mais reste accessible sur site.

D'autre part, une structure de retour d'état flou a été mise en oeuvre. Il s'agit de modifier la surface de commande type d'un retour d'état linéaire classique au moyen d'un moteur flou afin d'améliorer la dynamique du système. Un premier réglage au moyen de la méthodologie des plans d'expériences a montré le potentiel de la structure et ses faiblesses, notamment en termes de robustesse. En augmentant le nombre de paramètres, celle-ci a été améliorée ainsi que les performances dynamiques, au détriment de la facilité de réglage. En effet, la méthodologie des plans d'expériences a montré ses limites et l'utilisation d'un algorithme d'optimisation a été nécessaire.

Il apparaît alors que les meilleures performances dynamiques associées à une meilleure robustesse sont données par la première structure alors qu'elle ne nécessite la connaissance que d'une seule grandeur de sortie, soit un seul capteur. Pour la deuxième structure, en revanche, la commande à base de retour d'état flou, la connaissance de deux grandeurs d'état est requise. Cependant, la deuxième est légèrement plus performante lors de la déconnection de la charge. Ces différences s'expliquent alors par la structure même de ces commandes.

Lors de l'étude de celles-ci, il a été possible d'illustrer dans quelle mesure la méthodologie des plans d'expériences peut être une solution pour le réglage de

commandes non linéaires. Les études ont été menées ici en simulation seulement mais validées expérimentalement. Elles seront menées expérimentalement cette fois dans le prochain chapitre (afin de montrer l'efficacité de la méthodologie des plans d'expériences pour le réglage sur site de correcteur à base de logique floue). Cependant, la validité des résultats obtenus est assurée du fait de l'excellente qualité descriptive du modèle utilisé en simulation. Différentes méthodes de réglage et donc d'optimisation ont été utilisées :

- utilisation d'un plan de dégrossissage complété par une étude par surfaces de réponses : correcteur PID flou associé à un retour d'état dérivé,
- utilisation d'un plan de dégrossissage complété par un plan d'affinage des résultats : retour d'état flou avec un nombre réduit de fonctions d'appartenance,
- utilisation d'un plan de dégrossissage complété par un algorithme d'optimisation local : retour d'état flou avec un nombre plus élevé de fonctions d'appartenance,

Il apparaît ainsi que différentes méthodologies peuvent être appliquées avec succès en fonction de la problématique et que les plans d'expériences peuvent ainsi être de bons outils d'optimisation dans le domaine de la commande. Dans le chapitre 4, la même méthodologie sera alors mise en œuvre sur site pour un réglage temporel.

Chapitre 4

Réglage temporel multi critères de commandes à base de logique floue pour des systèmes sur amortis

Sommaire

4.1	Introduction	99
4.2	Structure du système	101
4.2.1	Système étudié	101
4.2.2	Critères de réglage	103
4.3	Correcteurs commandant le système	105
4.3.1	Correcteurs linéaires	105
4.3.2	Structure du correcteur flou	107
4.4	Méthodologie des plans d'expériences pour l'étude des effets des facteurs	108
4.4.1	Plan factoriel fractionnaire	108
4.4.2	Plan de "dégrossissage"	110
4.4.3	Plan d'étude des effets	111
4.4.4	Pondération des critères	112
4.5	Surfaces de réponse	115
4.5.1	Plan composite centré	117
4.5.2	Analyse statistique	117
4.5.3	Recherche de l'optimum	120
4.6	Comparaison des différentes méthodes de réglage	122
4.7	Conclusion	123

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, la méthodologie des plans d'expériences appliquée au réglage d'un correcteur à base de logique floue commandant un système dont

la réponse indicielle est de type sous-amortie a donné de bons résultats pour un objectif mono critère. De plus, les travaux de Daniel Hissel ([His98a]) ont montré que cette méthodologie est également intéressante pour la commande de systèmes dont la réponse indicielle est de type sur-amortie. Ce chapitre va alors traiter du réglage d'un correcteur flou commandant un système dont la réponse indicielle est de type sur-amortie mais pour un objectif multi critères traitant des propriétés relatives à la fois à l'entrée et à la sortie du système. Le but est alors de montrer que la méthodologie des plans d'expériences est un outil efficace pour régler des commandes non linéaires performantes destinées à commander des systèmes du génie électrique pour lesquels la performance globale est définie par des objectifs multi critères.

L'application illustrant ce chapitre est un redresseur associé à un hacheur boost en vue de définir un convertisseur AC/DC à absorption sinusoïdale. L'objectif sera alors d'améliorer la qualité globale de l'énergie électrique relative à ce système classique, c'est-à-dire les caractéristiques à l'entrée et simultanément à la sortie du système. Celles-ci se traduiront par les performances dynamiques sur la tension de sortie et sur la distorsion harmonique du courant absorbé sur le réseau en entrée. Pour ce faire, une commande à base de logique floue, plus performante que des commandes linéaires standard, sera utilisée. Différents travaux ont déjà montré l'intérêt de l'utilisation de tels correcteurs pour ce type de système : [Chu99], [Mat95], [Pir99] et [Qin96]. Cependant, ceux-ci mettent également en avant la délicatesse du réglage de ces correcteurs sans proposer de solution globale généralisable. Ce chapitre montrera alors comment la méthodologie des plans d'expériences peut intervenir dans cette phase.

Dans un premier temps, le système étudié sera présenté. Les différents éléments définissant la qualité de la commande seront explicités et les critères permettant de les évaluer seront détaillés. Des correcteurs linéaires seront alors réglés, donnant ainsi une base de comparaison pour la suite de l'étude. Le choix de la structure floue visant à améliorer les performances relatives aux correcteurs linéaires sera exposée. Le réglage de cette commande floue sera ensuite réalisée par différentes méthodes.

Tout d'abord, la méthodologie des plans d'expériences seule sera utilisée. Elle permettra d'étudier les effets des paramètres de la commande pour définir les réponses optimales pour un seul critère, mais aussi pour trouver un compromis optimal entre les objectifs de l'étude. La notion de désirabilité présentée dans le chapitre 1, associée à l'utilisation de plans factoriels fractionnaires permettra d'arriver à un premier résultat.

Enfin, la méthode des surfaces de réponses sera employée afin d'améliorer le réglage obtenu à l'issue de l'étude menée avec les plans factoriels fractionnaires. Cette dernière section illustrera les difficultés liées au choix du domaine expérimental étudié, c'est-à-dire à l'univers du discours des différentes variables. Les optimaux pour chacun des critères ne se trouvant pas toujours dans la même région de l'hy-

persphère expérimentale, et les intervalles de variations de paramètres devant être réduits pour obtenir un modèle suffisamment descriptif, un compromis devra être réalisé sur le choix du critère prépondérant qui devra être amélioré.

Dans ce chapitre et à la différence du chapitre précédent, les plans d'expériences seront réalisés directement à partir des données issues du système expérimental. Deux approches distinctes pour la mise en oeuvre de la méthode des plans d'expériences seront donc présentés, l'étude en simulation, chapitre 3, aussi bien que l'étude expérimentale, chapitre 4.

4.2 Structure du système

4.2.1 Système étudié

Le système expérimental étudié, figure 4.1, est un redresseur monophasé associé à un hacheur boost de 1.6 kW à absorption sinusoïdale et alimentant une charge R à résistance variable par sauts dans le temps, dont le schéma est donné figure 4.2.



FIG. 4.1 – Montage expérimental

Afin de générer une tension continue en sortie, la tension réseau est redressée au moyen d'un pont de diodes alimentant alors un hacheur élévateur de tension (boost) qui permet de réguler la tension de sortie au moyen de l'interrupteur T . Le condensateur C_f associé à l'inductance réseau L_r a pour rôle de filtrer les harmoniques hautes fréquences rejetés sur le réseau alors que la self L_{boost} assure l'interconnection des sources et que la capacité C_{out} assure le stockage d'énergie entre la source sinusoïdale et la tension de sortie continue. Une étude détaillée du

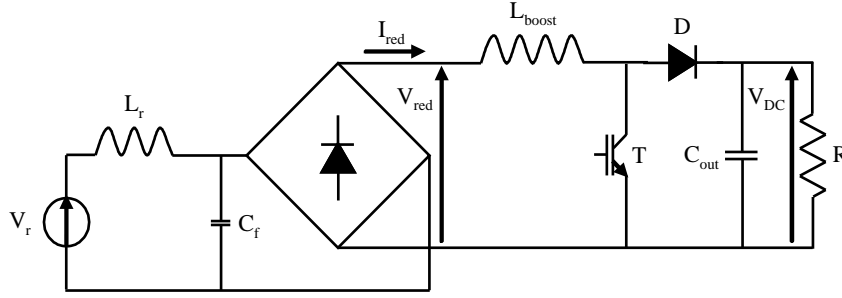


FIG. 4.2 – Structure du système étudié

dimensionnement des éléments du système ainsi que du réglage des correcteurs linéaires est présentée dans [Ton05]. Les valeurs des différents éléments alors retenues pour la suite de l'étude sont données table 4.1 ou V_r et L_r représentent respectivement la tension réseau et l'inductance réseau. La résistance en sortie R , pourra prendre deux valeurs distinctes, représentant le système à vide avec R_0 et en charge avec R_{charge} . la possibilité de commuter et donc de faire varier la résistance de sortie permettra de mettre un oeuvre très simplement un test de performances très contraignant.

V_r	325 V	L_{boost}	4 mH
L_r	0.1 mH	C_{out}	500 μF
C_f	25 μF	R_{charge}	100 Ω
R_0	2000 Ω		

TAB. 4.1 – Paramètres du système

Il est important de préciser, afin d'analyser ultérieurement les performances en termes de rejet d'harmoniques, que la mesure du taux de distorsion du réseau a donné une valeur de 2.6%. Sans l'utilisation de structure telle qu'une PLL, il ne sera pas possible de descendre en dessous de cette valeur pour la qualité du courant absorbé.

Les hacheurs de type boost, de par leur structure, imposent des contraintes sur la valeur minimale de la tension de sortie régulée comme expliqué ci après. Quand le transistor T est passant, la diode D est bloquée et la tension à ses bornes (V_D) respecte la relation $V_D = -V_{DC}$. Il vient alors :

$$\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red}}{L_{boost}} > 0 \quad (4.1)$$

Alors que lorsque le transistor T est bloqué, la diode D devient passante et voit passer un courant I_D tel que $I_D = I_{red}$. L'évolution du courant est dans ce cas

définie par :

$$\frac{dI_{red}}{dt} = \frac{V_{red} - V_{DC}}{L_{boost}} > 0 \quad (4.2)$$

Il apparaît donc que, quel que soit l'état du transistor T , tant que la tension de sortie V_{DC} est inférieure à la tension redressée V_{red} ($V_{DC} < V_{red}$), la dérivée du courant redressé est alors positive ($\frac{dI_{red}}{dt} > 0$). Dans cette configuration, le signe de la dérivée restant constant, le système n'est pas contrôlable tant que $V_{DC} < V_{red}$. Il faut donc fixer la tension de référence V_{ref} à une valeur supérieure à V_{red} afin d'obtenir $V_{DC} > V_{red}$ et ainsi pouvoir contrôler le système. La tension de référence sera alors fixée à la valeur de 400V respectant ainsi cette contrainte.

4.2.2 Critères de réglage

La performance du système va être évaluée pour un objectif double : donner de bonnes performances dynamiques en sortie mais aussi limiter le rejet d'harmoniques sur le réseau électrique en entrée. Afin d'évaluer ces performances pour les différentes commandes implantées, un test de performance sera effectué pour chacune d'entre elles. Sur une période temporelle fixe, T_{test} , le système étant à vide et la tension de sortie étant stabilisée au niveau de la tension de référence, deux commutations de charge seront appliquées successivement, soit le cycle vide-charge-vide, représenté figure 4.3. Comme indiqué table 3.1, la variation de charge sera de l'ordre de 200% (2000 Ω - 100 Ω - 2000 Ω). Les performances dynamiques pour la tension de sortie seront évaluées tout au long du test alors que l'analyse de la distorsion harmonique du courant d'entrée sera réalisée sur une faible fenêtre temporelle correspondant à la fin de la phase en charge (régime permanent du système chargé).

Le critère retenu pour évaluer la qualité des performances dynamiques sera, là encore, l'Intégrale de la valeur Absolue de l'Erreur, IAE .

$$IAE = \int_0^{T_{test}} |e(t)|.dt \quad (4.3)$$

Ce critère appliqué à la tension V_{DC} permettra donc de déterminer la robustesse et les performances dynamiques des différents correcteurs en sortie.

Le second critère, qui permettra d'évaluer la qualité du courant en entrée repose sur le taux de distorsion harmonique, TDH . Celui est défini par la relation suivante, où I_k représente l'harmonique k du courant d'entrée :

$$TDH_{\%} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}}.100 \quad (4.4)$$

Or, la norme européenne 61000 – 3 – 2 ([205]) définit la compatibilité électromagnétique et les valeurs maximales des harmoniques de courant admissibles : elle "impose des limites à tous les matériels appelant un courant inférieur ou égal à

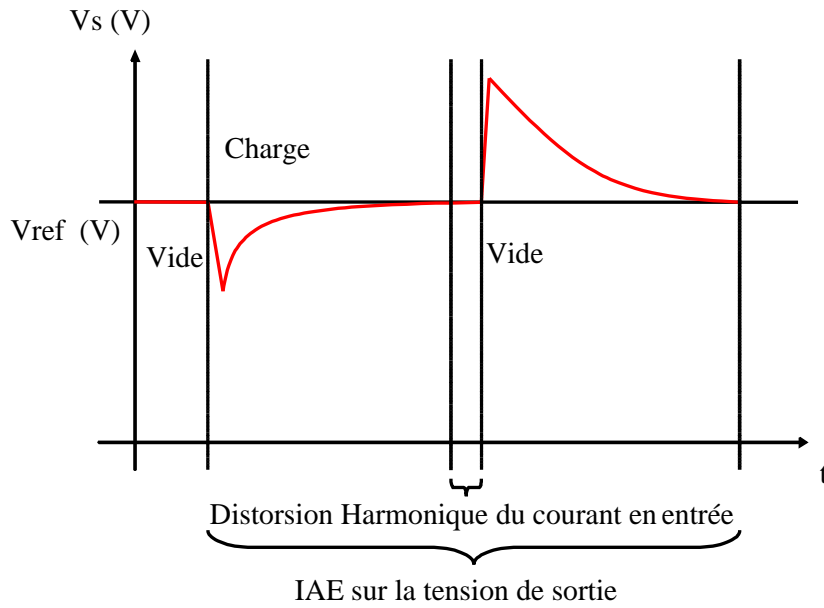


FIG. 4.3 – Test de performance

16A par phase excepté les matériels de puissance inférieure à 50W.” Les valeurs maximales admissibles sont imposées par la norme pour les 39 premiers harmoniques et sont données table 4.2. Seuls les harmoniques impairs seront étudiés car les harmoniques pairs sont négligeables de par la structure du système.

Rang n de l'harmonique	3	5	7	9	11	13	15 - 39
Courant maximal admissible (A)	2.3	1.14	0.77	0.4	0.33	0.21	$0.15 \cdot \frac{15}{n}$

TAB. 4.2 – Norme relative au rejet d'harmoniques sur le réseau public d'alimentation

Le taux de distorsion harmonique ne sera donc calculé que pour les 39 premiers harmoniques, soit :

$$TDH_{\%} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{39} I_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{39} I_k^2}} \cdot 100 \quad (4.5)$$

Ce taux de distorsion ne sera qu'un indicateur, l'évaluation précise du critère pourra également et à volonté prendre en compte la différence d'amplitude pour chacun des 39 premiers harmoniques avec la valeur fixée par la norme.

Ces deux critères vont permettre d'évaluer les performances des différentes structures de commande et donc de les comparer.

4.3 Correcteurs commandant le système

4.3.1 Correcteurs linéaires

Usuellement, des correcteurs linéaires sont utilisés pour commander ce type de système. Différentes structures et méthodes de réglage existent dont les plus classiques peuvent être retrouvées dans [Bim02] et [Fer01].

Lors de cette étude, la structure retenue pour commander le système est présentée figure 4.4. Celle-ci est composée de deux boucles de régulation imbriquées. La première concerne l'asservissement du courant alors que la seconde vise à imposer la régulation de la tension de sortie du convertisseur.

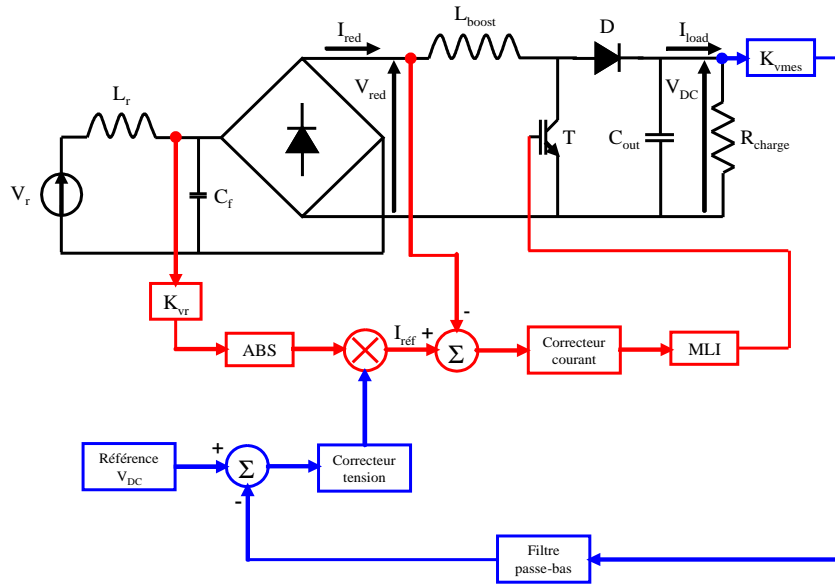


FIG. 4.4 – Structure de la régulation en courant et tension

La réalisation de la boucle de courant doit permettre d'atteindre un objectif spécifique : commander l'interrupteur T afin d'obtenir la tension de sortie désirée tout en imposant un courant sinusoïdal en phase avec le réseau électrique. Le rejet d'harmoniques sur le réseau sera ainsi réduit tout en maintenant un facteur de puissance unitaire. Un correcteur linéaire de type PI va alors être utilisé et sera couplé avec un module MLI afin de commander l'interrupteur. La forme de la référence de courant est générée à partir de la tension réseau (via K_{vr}) et son amplitude à partir de la valeur issue de la boucle de tension. La fonction de transfert du correcteur de la boucle de courant, $H_{courant}(p)$, est :

$$H_{courant}(p) = G_c \cdot \frac{1 + p.T_{ic}}{p.T_{ic}} \quad (4.6)$$

Il existe différentes méthodes permettant de régler ces gains ([Fad99]). La méthodologie de réglage, détaillée dans [Ton05], en prenant en compte la dynamique de la boucle de régulation et la réduction des oscillations conduit aux valeurs suivantes des coefficients :

$$\begin{cases} G_c = 7 \\ T_{ic} = 5.10^{-4} \end{cases} \quad (4.7)$$

Des résultats en simulation représentant la réponse de la boucle de courant sont donnés figure 4.5.

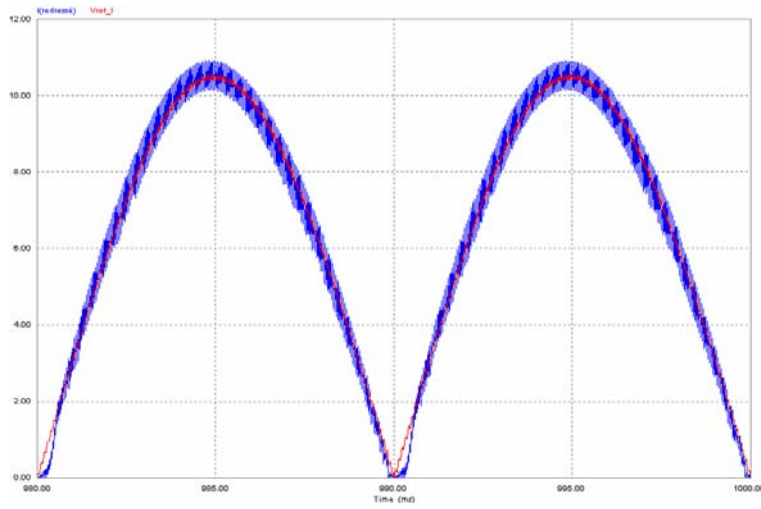


FIG. 4.5 – Asservissement en courant (A)

L'efficacité du correcteur est bien illustrée, le courant redressé suivant bien sa référence, en oscillant autour de I_{ref} à la fréquence de découpage.

La boucle de tension a pour objectif de réguler la tension de sortie du bus continu autour de la valeur de référence en prenant en compte les variations de charge et le courant en entrée. Le réglage du correcteur repose sur les valeurs moyennes des grandeurs du système et est basé sur l'équilibre des puissances instantanées entre la sortie du redresseur et la sortie continue ([Lad02]). En adoptant l'hypothèse selon laquelle la boucle de courant est suffisamment rapide devant la boucle de tension, il est possible de faire l'approximation suivante :

$$\frac{V_{DC}(p)}{I_{red}(p)} \approx \frac{V_{DC}(p)}{I_{ref}(p)} \quad (4.8)$$

Ce qui conduit alors à la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_{DC}(p)}{I_{ref}(p)} = \frac{V_{red}}{4 \cdot \bar{V}} \cdot \frac{R_{charge}}{1 + p \cdot \frac{R_{charge} \cdot C_{out}}{2}} \quad (4.9)$$

La fonction de transfert du correcteur de la boucle de courant, $H_{tension}(p)$, est :

$$H_{tension}(p) = G_v \cdot \frac{1 + p.T_{iv}}{p.T_{iv}} \quad (4.10)$$

En prenant en compte des contraintes telles que la bande passante et la dynamique, les valeurs suivantes sont données aux paramètres du correcteur ([Ton05]) :

$$\begin{cases} G_v = 7.5 \\ T_{iv} = 0.062 \end{cases} \quad (4.11)$$

Des résultats expérimentaux représentant la réponse de la boucle de tension sont donnés figure 4.6.

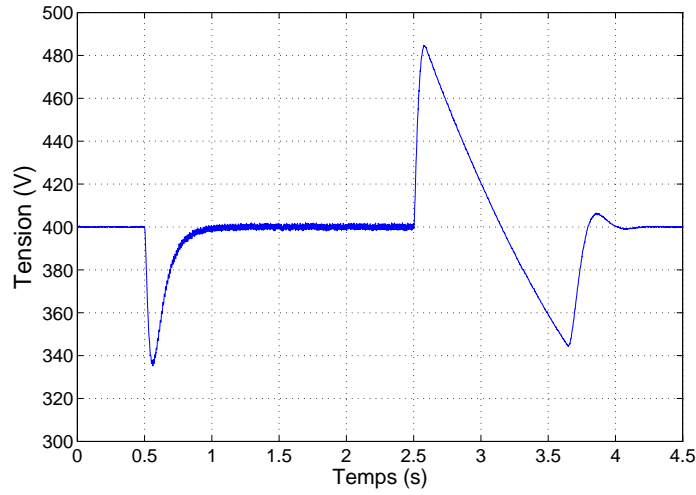


FIG. 4.6 – tension de sortie pour le correcteur linéaire PI

Ce réglage conduit aux performances suivantes :

$$\begin{cases} IAE = 53.1V.s \\ TDH = 4.1\% \end{cases} \quad (4.12)$$

Un correcteur à base de logique floue sera utilisé par la suite pour améliorer les performances aussi bien sur le signal d'entrée que sur le signal de sortie.

4.3.2 Structure du correcteur flou

Le correcteur utilisé est un PI flou classique de type Sugeno [ARA94], représenté figure 4.7 et qui a déjà été présenté dans le chapitre 1. L'idée est ici de remplacer le correcteur PI linéaire de la boucle de tension afin d'améliorer les performances. Le moteur flou agit sur les composantes proportionnelle et dérivée du correcteur puis la sortie va être intégrée afin d'obtenir effectivement une structure proportionnelle intégrale. Avec 2 entrées et 2 facteurs de normalisation, 7 fonctions d'appartenance par entrée et 7 singletons pour la sortie, $7 * 7 = 49$ règles et un gain de dénormalisation, 73 paramètres doivent en principe et au maximum être

réglés. Les paramètres de la table de règles vont encore être fixés pour obtenir une table classique antidiagonale. Les positions extrêmes des fonctions d'appartenance et des singletons sont fixées et une symétrie par rapport à 0 est mise en place pour les autres. La valeur du gain de normalisation sur l'erreur sera fixée au niveau de la valeur de la tension de référence ($V_{ref} = 400V$). On se ramène alors à seulement 8 facteurs à régler.

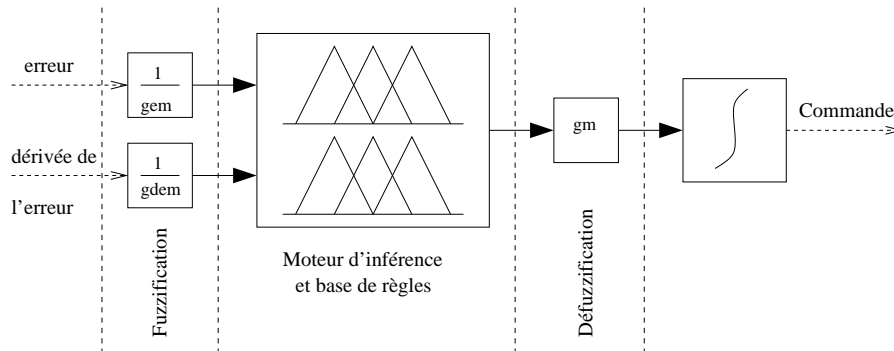


FIG. 4.7 – Correcteur flou de type PI

Ce contrôleur de type PI flou ne sera utilisé que sur la boucle de tension. Le correcteur de la boucle de courant restera linéaire et sera réalisé de façon analogique, le DSP de la maquette expérimentale ne permettant pas de descendre assez bas en terme de période d'échantillonnage pour assurer de façon satisfaisante l'asservissement. De plus, même si des structures composées de deux correcteurs flous ont déjà été proposées, [?], pour la commande de tels systèmes, traitant à la fois les boucles de courant et tension, un tel choix conduit à augmenter d'une manière importante le nombre de paramètres (2 correcteurs flous au lieu d'un seul) des commandes et donc le nombre de facteurs à régler. Un tel choix éloignerait de l'approche qui consiste à régler simplement et avec un minimum d'essais la commande du système.

Dans les paragraphes suivants, différentes méthodes sont proposées pour régler les paramètres du correcteur flou.

4.4 Méthodologie des plans d'expériences pour l'étude des effets des facteurs

La méthodologie des plans d'expériences va maintenant être utilisée pour régler les différents paramètres de la commande, [Fau06d]. Dans cette partie, l'étude se focalisera sur les effets des facteurs sur les différents critères étudiés, ce qui donnera un premier réglage issu des résultats d'un plan factoriel fractionnaire.

4.4.1 Plan factoriel fractionnaire

Pour répondre à l'objectif initial, c'est-à-dire l'optimisation multi critères de la commande du convertisseur, les deux critères, c'est-à-dire l' IAE en sortie et le taux

de distorsion en entrée vont simultanément être étudiés au moyen d'un unique plan d'expériences. Il a été montré dans la section 4.3.2 que pour la configuration retenue de la structure de commande, 8 paramètres à régler sont dénombrés. Souhaitant toujours travailler avec un plan de résolution IV pour que la précision donnée sur les contrastes soit bonne, il est alors possible d'utiliser le plan 2_{IV}^{8-4} , donné en annexe 1 et reposant sur 16 expériences seulement. Pour chacun des essais, la valeur du critère IAE sera donc relevée ainsi que les 39 premières composantes harmoniques du courant rejeté sur le réseau.

Dans le chapitre précédent, l'intégralité de l'étude par les plans d'expériences a été réalisée en simulation, le modèle utilisé étant particulièrement bien descriptif du système étudié. Or, dans le cas présent, une étude préalable, [Ton05], a montré que le modèle utilisé en simulation n'était pas suffisamment descriptif pour conclure à l'issue de la procédure des plans. Tout au long de ce chapitre, les résultats utilisés pour l'analyse par les plans d'expériences seront donc issus de mesures expérimentales. Les valeurs obtenues pour ces mesures dépendant de l'erreur expérimentale, chacun de ces 16 essais sera répété 3 fois (cf chapitre 2). Au total, 48 expériences devront donc être menées. La réduction du nombre de facteurs dans la phase de choix de la structure prend donc toute son importance ici. En effet, un facteur supplémentaire à étudier tout en conservant un plan de résolution IV aurait conduit à utiliser un plan nécessitant 32 expériences de base soit 96 essais avec les répétitions, soit à doubler le nombre d'essais.

Pour l'étude de l'objectif multi critères, la notion de désirabilité, présentée dans le chapitre 2, va être utilisée pour se ramener à un critère composite. Pour évaluer la performance en terme de rejet d'harmonique, les valeurs maximales admissibles données par la norme $CEI61000-3-2$, ([205]), pour les 39 premiers harmoniques vont être prises en compte. Ainsi, chaque harmonique de rang k va être associé à une désirabilité élémentaire dh_k avec k entier impair appartenant à l'intervalle $[3 \dots 39]$. La valeur cible, $Yh_{k,c}$, pour chacune de ces désirabilités élémentaires est alors fixée à 0 car l'objectif est de supprimer les composantes harmoniques du courant ($Yh_{k,c} = 0$). La valeur plancher, $Yh_{k,p}$ prend alors la valeur maximale admissible définie par la norme pour chaque harmonique. Le paramètre r définissant le taux d'accroissement local, noté rh_k pour chacun des harmoniques, sera identique pour l'ensemble de ceux-ci. Il sera alors noté rh et prendra une valeur faible afin de pénaliser fortement le critère pour les valeurs proches de la valeur plancher : $rh = 0.05 \ll 1$. L'évaluation de la distorsion harmonique en entrée sera donc réalisée au moyen d'une désirabilité composite Dh de ces désirabilités élémentaires auxquelles un poids équivalent est affecté :

$$Dh = [\Pi d_k] \frac{1}{\Sigma k} \quad (4.13)$$

La distorsion harmonique du signal d'entrée, par le biais de cette désirabilité composite, va alors pénaliser le critère IAE d'autant plus que les harmoniques

parasites seront importants. Le critère global retenu, Y , sera alors :

$$Y = IAE.Dh \quad (4.14)$$

Le critère IAE sera ainsi fortement pénalisé pour des valeurs importantes des harmoniques de courant permettant de cette manière de traiter l'étude multi objectifs.

L'étude des effets des facteurs va maintenant être réalisée en deux temps. Tout d'abord, un plan de "dégrossissage" va être réalisé à partir des valeurs du correcteur linéaire donnant un premier jeu de paramètres. Puis un second plan reprenant les résultats obtenus à l'issue de la première étude permettra d'affiner les résultats et d'obtenir un réglage performant.

4.4.2 Plan de "dégrossissage"

Le premier plan, dit de "dégrossissage" va donc permettre d'orienter la recherche des valeurs des paramètres. Il faut pour ce faire définir le réglage initial du correcteur flou à partir duquel les niveaux de chacun des facteurs pourront être fixés. Les valeurs initiales vont alors être calculées afin d'obtenir la même commande que celle donnée par le correcteur PI linéaire. Les positions des fonctions d'appartenance en entrées et des singletons de sortie sont donc dans un premier temps équiréparties. Les valeurs des trois gains de normalisation et dénormalisation sont obtenues au moyen des équations données dans le chapitre 1 et rappelées équations 4.15 :

$$\begin{cases} \frac{gm}{gem} = \frac{G_v}{T_{iv}} \\ \frac{gm.Te}{gdem} = G_v \end{cases} \quad (4.15)$$

A partir de ces équations et connaissant gem ($gem = V_{ref} = 400V$), il vient le réglage initial donné table 4.5 pour le correcteur flou.

PSe	0.6	PVSde	0.3
PVSe	0.3	PSs	0.8
PSde	0.6	PVSs	0.3
gdem	$6.5.10^{-3}$	gm	486

TAB. 4.3 – Réglage initial du correcteur flou

Les valeurs des niveaux pour les différents paramètres sont alors choisies de part et d'autre des valeurs du réglage initial et sont données table 4.4.

Facteur	PSe	PVSe	PSde	PVSde	PSs	PVSs	gdem	gm
Niveau 1	0.5	0.2	0.5	0.2	0.5	0.2	$5.5.10^{-3}$	440
Niveau 2	0.7	0.4	0.7	0.4	0.7	0.4	$7.5.10^{-3}$	530

TAB. 4.4 – Niveaux des facteurs pour le plan de "dégrossissage"

A l'issue de la procédure d'étude des effets par les plans d'expériences (qui n'est pas détaillée car elle n'apporte pas d'éléments essentiels pour la clarté de l'étude), le réglage correspondant au résultat optimal obtenu est donné table 4.5.

PSe	0.5	PVSde	0.2
PVSe	0.2	PSs	0.7
PSde	0.7	PVSs	0.4
gdem	$5.5 \cdot 10^{-3}$	gm	530

TAB. 4.5 – Réglage du correcteur flou à l'issue du plan de dégrossissage

Les valeurs des deux critères sont meilleures que celles apportées par la commande linéaire mais peuvent encore être améliorées. Dans ce sens, un second plan d'expériences va être réalisé pour obtenir une étude plus fine des effets des facteurs.

4.4.3 Plan d'étude des effets

A partir des résultats du premier plan, une deuxième étude va donc être réalisée et sera plus détaillée. Les facteurs restent les mêmes et leurs niveaux seront choisis de part et d'autre des valeurs données pour le réglage issu du plan de "dégrossissage". Ils sont donnés table 4.6.

Facteur	PSe	PVSe	PSde	PVSde	PSs	PVSs	gdem	gm
Niveau 1	0.4	0.1	0.6	0.1	0.6	0.3	$4.5 \cdot 10^{-3}$	490
Niveau 2	0.6	0.3	0.8	0.3	0.8	0.5	$6.5 \cdot 10^{-3}$	570

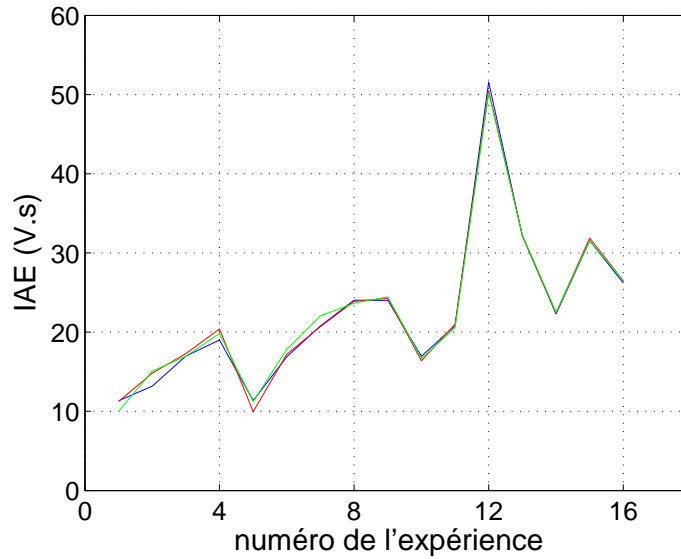
TAB. 4.6 – Niveaux des facteurs pour le plan d'étude des effets

La même table d'expériences est utilisée et chacun des essais est répété là encore trois fois. Pour chaque expérience, les valeurs du critère *IAE* (figure 4.8) et du taux de distorsion harmonique *TDH* sont distinguées.

Les effets des facteurs et des interactions influents sont alors donnés table 4.7.

Facteur	effet sur l' <i>IAE</i> (V.S)	effet sur le <i>TDH</i> ($10^{-2}\%$)
PSe	1.412	-3.13
PVSe	3.908	-2.86
PSde	0.712	-4.32
PVSde	5.62	-21.01
PSs	-2.031	-3.16
PVSs	-2.524	8.63
gdem	-2.245	1.53
gm	2.92	-7.18
Moyenne	22.522	364.65

TAB. 4.7 – Effets des facteurs et des interactions sur les deux critères pour le plan d'étude des effets

FIG. 4.8 – Valeurs du critère IAE pour chacune des expériences

	effet sur l' IAE (V.S)	effet sur le TDH (%)
Intervalle de confiance à 99.9 %	± 0.27	± 0.04

TAB. 4.8 – Intervalles de confiance pour chacun des critères

Le tableau 4.8 donne les intervalles de confiance définis à 99.9% pour chacun des critères.

A partir des éléments de ces deux tableaux, l'analyse montre que les valeurs des effets des différents paramètres diffèrent fortement en fonction du critère étudié. Ainsi, le paramètre $PVSde$ est toujours le facteur prépondérant mais son effet est contraire sur chacun des critères et son réglage incompatible au sens de la minimisation globale des critères. Il apparaît alors ici qu'un compromis devra être adopté afin de minimiser simultanément les deux critères.

A partir de cette observation sur les effets divergents des facteurs, différents jeux de paramètres répondant à différents objectifs vont être donnés, [Fau06b], suite aux résultats du plan précédent. Dans un premier temps, un premier réglage, noté *reglage1*, donnera la réponse optimale pour un critère unique : l' IAE . Puis, un deuxième réglage, *reglage2*, permettra de réduire au maximum le rejet d'harmoniques sur le réseau sans préoccupation aucune de l' IAE . Enfin, un dernier réglage, *reglage3*, utilisant la notion de désirabilité, permettra d'atteindre un compromis entre les deux critères.

4.4.4 Pondération des critères

En exploitant le tableau des effets, table 4.7, les valeurs des paramètres pour les réglages 1 et 2, ne prenant en compte chacun qu'un unique critère, sont obtenues et données table 4.9.

Facteur	Critère IAE (V.S)	Critère TDH (%)
PSe	0.4	0.6
PVSe	0.1	0.3
PSde	0.6	0.8
PVSde	0.1	0.3
PSs	0.8	0.8
PVSs	0.5	0.3
gdem	$4.5e^{-3}$	$6.5e^{-3}$
gm	570	490

TAB. 4.9 – Valeurs des paramètres pour le *reglage1* et le *reglage2*

Ces deux réglages conduisent aux résultats expérimentaux représentés figures 4.9 et 4.10. La figure 4.9 donne la tension de sortie V_{DC} pour les deux réglages optimaux et la figure 4.10 le courant absorbé sur le réseau pour le *reglage2*.

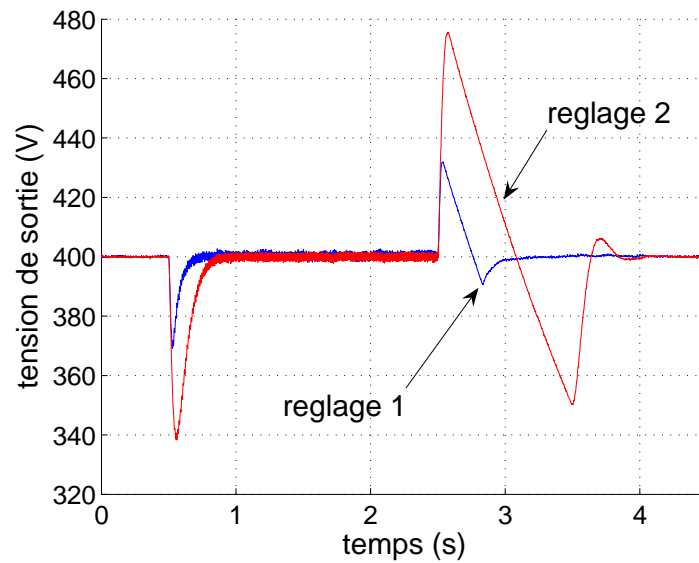


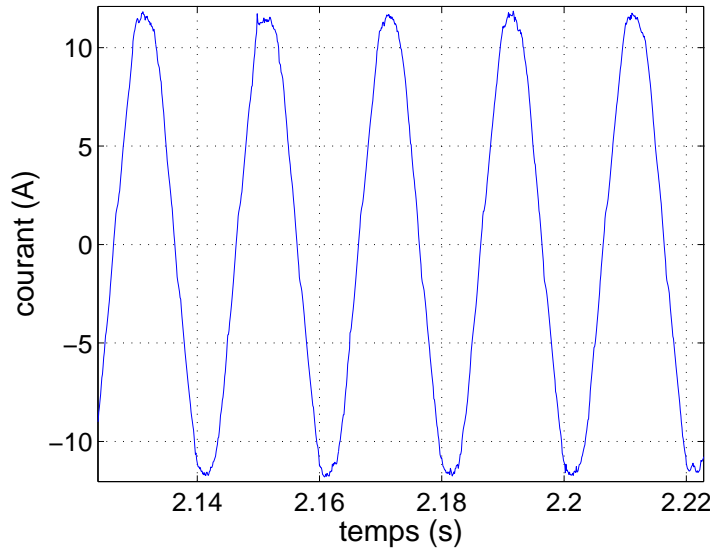
FIG. 4.9 – Tension de sortie pour les deux réglages du correcteur flou

Les valeurs des deux critères correspondant à chacun des réglages sont alors données table 4.10.

Critère	IAE (V.S)	TDH (%)
<i>reglage1</i>	9.6	3.7
<i>reglage2</i>	47.1	2.8

TAB. 4.10 – Valeurs des critères pour chacun des réglages

Il apparaît bien que chacun des réglages améliore spécifiquement le critère étudié au détriment de l'autre. Une étude plus fine de ces résultats montre que la principale cause de l'augmentation du rejet d'harmoniques pour le *reglage1* par

FIG. 4.10 – Courant réseau pour le *reglage2*

rapport au *reglage2* provient de la valeur élevée de l'harmonique de rang 3 ($0.325A$ pour le *reglage1* pour seulement $0.113A$ pour le *reglage2*), les autres harmoniques conservant des valeurs équivalentes. Le critère global composite issu de la notion de désirabilité qui avait été employé pour le plan de dégrossissage va alors être modifié afin de répondre plus spécifiquement à la problématique de l'étude. Les points sensibles étant constitués par la valeur de l' IAE pour la sortie et de la valeur de l'harmonique de rang 3 pour l'entrée, ces deux éléments vont se voir attribuer un poids de pondération plus élevé par rapport aux autres harmoniques considérés. Au delà de l'amélioration des critères, il convient de souligner toute la souplesse apportée par la notion de désirabilité, permettant de pondérer à volonté tel ou tel critère, tel ou tel harmonique.

Le critère IAE va se voir alors lui aussi associer une désirabilité élémentaire, d_{IAE} pour laquelle la valeur cible sera là encore $Y_{IAE,c} = 0$ (amélioration maximale des performances dynamiques, les commutations de charge ne perturbant aucunement le signal) et la valeur plancher, $Y_{IAE,p}$, prendra une valeur légèrement supérieure au pire des résultats, mesuré dans le plan d'expériences déjà réalisé.

Le critère global final retenu, $Y_{reglage3}$, pour obtenir le jeu de paramètres *reglage3* est alors :

$$Y_{reglage3} = (d_{IAE}^5 \cdot d_{h3}^5 \cdot \sum_{k=5}^{39} d_{hk}) \frac{1}{47} \quad (4.16)$$

Ce critère composite conduit alors au jeu de paramètres noté *reglage3* et donné table 4.11

Les valeurs des critères sont alors respectivement de $10.1V.s$ pour l' IAE et

PSe	0.4	PVSde	0.1
PVSe	0.1	PSs	0.8
PSde	0.8	PVSs	0.5
gdem	$4.5 \cdot 10^{-3}$	gm	570

TAB. 4.11 – Valeurs des paramètres du correcteur flou pour *reglage3*

3.4% pour le *TDH*. Ces valeurs numériques, mises en perspective dans la table 4.12, illustrent bien le compromis auquel les plans ont permis d'aboutir, au moyen de la notion de désirabilité. Les valeurs de chacun des critères sont donc encadrées par les valeurs obtenues par les deux réglages optimaux pour un critère unique (*reglage1* et *reglage2*).

Critère	<i>IAE</i> (V.S)	<i>TDH</i> (%)
<i>reglage1</i>	9.6	3.7
<i>reglage2</i>	47.1	2.8
<i>reglage3</i>	10.1	3.4
correcteur linéaire	53.1	4.1

TAB. 4.12 – Intervalles de confiance pour chacun des critères

Il est important de rappeler ici afin d'analyser la valeur obtenue pour le critère *THD* que la mesure du taux de distorsion du réseau a donné une valeur de 2.6%. La valeur obtenue pour le *THD* par le *reglage2* est donc très proche de cette valeur réseau de référence (la forme de la sinusoïde étant celle de la tension réseau). Ceci souligne l'excellente performance en terme de rejet d'harmonique apportée par le correcteur flou. De plus, l'amélioration en termes de performances dynamiques est là encore très significative par rapport au correcteur linéaire.

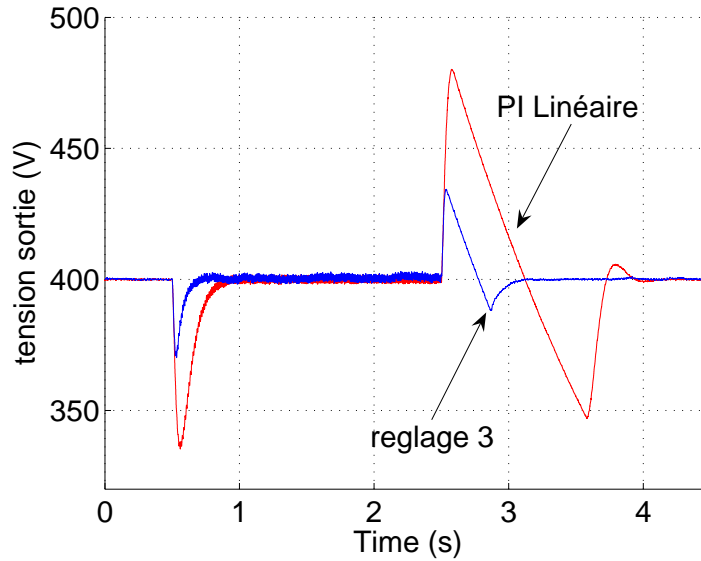
La figure 4.11 représente alors la tension de sortie V_{DC} expérimentale correspondant au *reglage3*.

Les performances dynamiques sont encore très bonnes et la distorsion harmonique a été réduite. L'étude de chacun des critères ayant conduit à l'optimisation de celui-ci en assurant des performances médiocres pour l'autre, le réglage composite au moyen de la notion de désirabilité est donc un moyen habile d'aboutir à un compromis satisfaisant entre les différents critères.

L'étude des effets des facteurs a donc permis ici de donner plusieurs réglages différents permettant d'optimiser chacun un critère ou deux critères simultanément. Dans la section suivante, la méthodologie des surfaces de réponse va être utilisée afin d'améliorer les résultats obtenus en allant chercher un point optimal au-delà des niveaux fixés pour l'étude des effets.

4.5 Surfaces de réponse

Dans cette section, la méthodologie des surfaces de réponses (voir chapitre 2) va être mise en oeuvre pour améliorer les réglages précédents, [Fau06c]. Cependant,

FIG. 4.11 – Tension de sortie correspondant au *reglage3*

seul le critère IAE va être étudié en vue d'une amélioration. En effet, il a été montré que les effets des facteurs étaient divergents pour les deux facteurs et les zones du domaine expérimental correspondant à l'optimum de chaque critère vont donc être éloignées. Or, la méthodologie des surfaces de réponse ne permet d'étudier que localement un critère, d'autant plus que le modèle retenu est un simple modèle quadratique du second ordre. De plus, la section précédente a montré que l'amélioration de la valeur du rejet harmoniques avec les différents réglages du correcteur flou était très faible et l'amélioration du critère IAE est d'autant plus justifiée.

Le premier point important est le choix des variables. Dans le chapitre 2, il a été montré que le nombre d'essais à réaliser augmente de façon exponentielle avec le nombre de facteurs. Il est donc nécessaire de réduire le nombre de paramètres à étudier. Or, le plan factoriel fractionnaire précédent a montré que 3 facteurs principaux pouvaient être recensés : $PVSde$, $PVSe$ et $gdem$. Leurs effets associés au critère IAE sont relativement fortement positifs et leurs interactions négligeables. Leurs valeurs seront donc fixées à leur niveau bas. Ayant fixé les facteurs prépondérants, les paramètres influents secondaires doivent être sélectionnés comme variables d'étude de la surface de réponses. Ainsi, il apparaît que 3 paramètres restent influents : PSs , $PVSs$ et gm . De plus, la dualité entre les fonctions d'appartenances PSs et $PVSs$ d'une part et le gain de dénormalisation gm d'autre part (voir le chapitre 1 et la thèse de D.Hissel [His98a]) introduit de fortes interactions entre ces 3 paramètres.

Ayant retenu seulement 3 facteurs à étudier, la méthodologie des surfaces de réponse va par la suite être utilisée au moyen d'un plan composite centré.

4.5.1 Plan composite centré

Le plan composite centré décrit dans le chapitre 2 et l'annexe 1 va donc encore ici être utilisé. Avec 3 facteurs et respectant la condition de précision uniforme, 20 expériences vont devoir être menées. A partir de l'étude préalable, les niveaux des facteurs fixes vont être figés afin d'aller dans le sens de l'amélioration du critère *IAE*. La table 4.13 donne le jeu de paramètres initial des différents facteurs et la table l'intervalle de variation des facteurs d'étude.

PSe	0.4	PVSde	0.05
PVSe	0.05	PSs	0.8
PSde	0.4	PVSs	0.5
gdem	$3.5 \cdot 10^{-3}$	gm	600

TAB. 4.13 – Valeurs des paramètres du correcteur flou pour l'étude par surfaces de réponses

Les valeurs des paramètres ne correspondent pas toujours aux valeurs du *reglage1* car une extrapolation dans le sens des effets des facteurs dominants (*PVSde*, *PVSe* et *gdem*) a été réalisée.

Facteur	niveau bas	niveau haut
PSs	0.7	0.9
PVSs	0.4	0.6
gm	500	700

TAB. 4.14 – Valeurs des niveaux des facteurs pour l'étude par surfaces de réponses

L'univers du discours de chacune des variables doit rester relativement réduit afin de pouvoir modéliser fidèlement l'évolution du critère par une forme quadratique.

Les essais sont alors réalisés expérimentalement et leur analyse est détaillée dans la section suivante.

4.5.2 Analyse statistique

La forme du modèle retenue est toujours quadratique et est rappelée équation 4.17 où η est la valeur estimée :

$$\eta = \beta_0 + \sum_{i=1}^k \beta_i \cdot x_i + \sum_{i=1}^k \beta_{ii} \cdot x_i^2 + \sum_{i=1}^{k-1} \left(\sum_{j=i+1}^k \beta_{ij} \cdot x_i \cdot x_j \right) \quad (4.17)$$

A partir des coefficients obtenus par la méthode des moindres carrés (voir chapitre 2), l'estimation de chaque point expérimental est calculée et présentée figure 4.12 afin de réaliser une première vérification de l'adéquation du modèle.

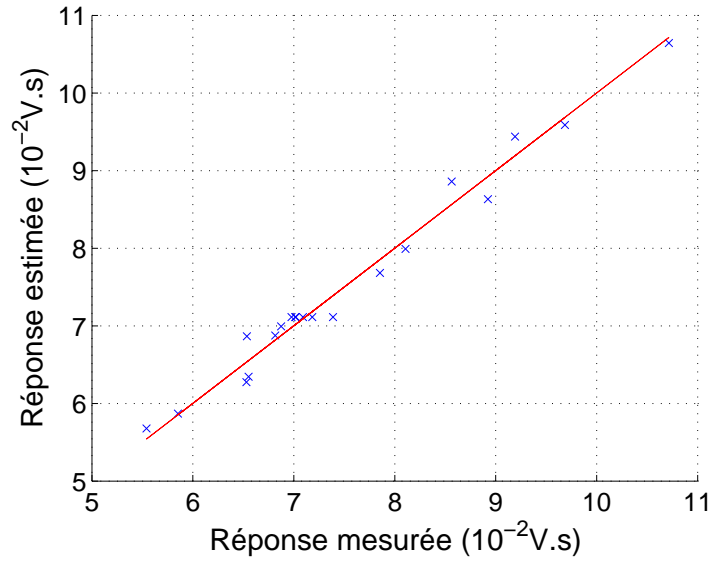


FIG. 4.12 – Test graphique d'adéquation du modèle

Source de variation	Degrés de liberté	Somme des carrés	Moyenne des carrés	F_c	$F_{critique}$
Régression	9	32.15	3.5722	53.9	3.02
Résiduelle	10	0.66	0.0663		
Totale	19	32.81			

TAB. 4.15 – Tableau ANOVA : analyse de régression

La qualité descriptive du modèle est ici illustrée mais une deuxième analyse de variance par le biais du tableau ANOVA ([Dod04] et [Dra81]), table 4.15, va permettre de vérifier cette conclusion.

L'objectif ici est de rejeter le manque de 'fit' entre le modèle et les données expérimentales au moyen de la statistique $F_{critique}$ ($F_{(\alpha, p-1, N-p)}$ pour $\alpha = 0.05$). Étant donné que la valeur de la statistique F_c est supérieure à $F_{critique}$, l'hypothèse de non adéquation du modèle peut être rejetée (voir chapitre 2).

De plus, à partir de la table ANOVA, les coefficients de détermination suivants peuvent être calculés :

$$\begin{cases} R^2 = 0.9798 \\ R_{ajuste}^2 = 0.9616 \end{cases} \quad (4.18)$$

La valeur du critère R_{ajuste}^2 permet alors ici de prédire une très bonne description du modèle.

La dernière étape consiste à analyser les coefficients du modèle. Ceux-ci sont donnés table 4.16 ainsi que la valeur de la statistique t_c associée. $t_{critique}$ représente $t_{\frac{\alpha}{2}, N-p}$, soit le $(1 - \frac{\alpha}{2})$ quantile d'une loi de Student à $(N - p)$ degrés de liberté pour $\alpha = 0.05$.

coefficient	valeur	Erreur type	t_c	$t_{critique}$
$\widehat{\beta}_0$	7.1135	0.1050	67.7491	2.3
$\widehat{\beta}_1$	-0.332	0.0697	4.7653	2.3
$\widehat{\beta}_2$	0.2046	0.0697	2.9376	2.3
$\widehat{\beta}_3$	-1.24191	0.0697	20.3716	2.3
$\widehat{\beta}_{11}$	0.1131	0.0678	1.6687	2.3
$\widehat{\beta}_{22}$	0.0789	0.0678	1.1635	2.3
$\widehat{\beta}_{33}$	0.4041	0.0678	5.9592	2.3
$\widehat{\beta}_{12}$	0.0191	0.091	0.2103	2.3
$\widehat{\beta}_{13}$	0.0521	0.091	0.5727	2.3
$\widehat{\beta}_{23}$	0.1099	0.091	1.2076	2.3

TAB. 4.16 – Tableau ANOVA : analyse de régression

A partir de ce tableau, seuls les coefficients apportant une qualité descriptive au modèle seront conservés, soit : $\{\widehat{\beta}_0, \widehat{\beta}_1, \widehat{\beta}_2, \widehat{\beta}_3, \widehat{\beta}_{33}\}$. L'estimation du critère peut alors être réécrite sous la forme :

$$\eta = \widehat{\beta}_0 + \widehat{\beta}_1.x_1 + \widehat{\beta}_2.x_2 + \widehat{\beta}_3.x_3 + \widehat{\beta}_{33}.x_3^2 \quad (4.19)$$

L'analyse des coefficients montre alors que le choix d'une forme quadratique était pour ce modèle judicieux (le coefficient $\widehat{\beta}_{33}$ n'est pas nul).

Enfin, la normalité des erreurs va être testée. Pour ce faire, le QQ-plot des résidus (voir chapitre 2) est tracé figure 4.13.

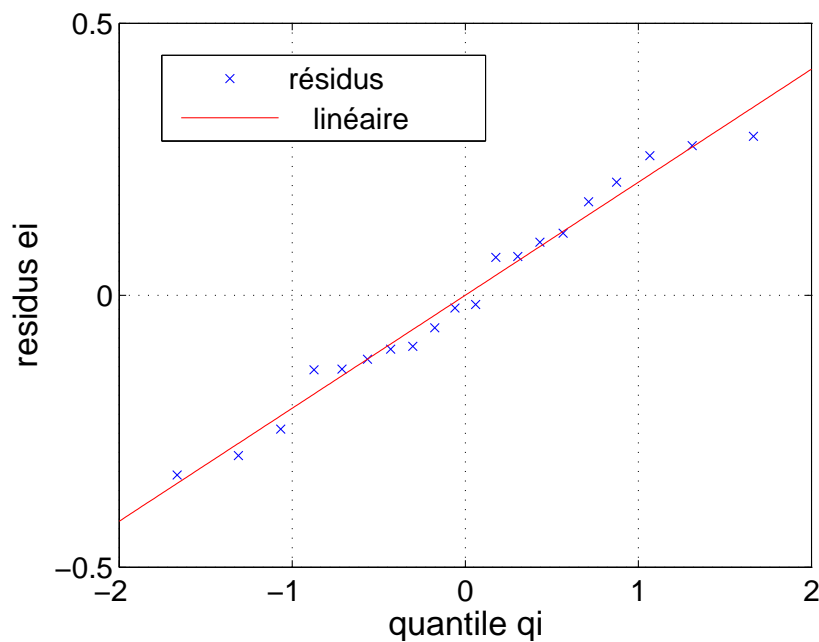


FIG. 4.13 – QQ-plot des résidus

Pour rappel, si les résidus sont normalement distribués, les points doivent être alignés. Or, par régression linéaire, une telle fonction linéaire (figure 4.13) peut être tracée. La répartition des résidus est donc ici satisfaisante.

Le modèle ayant subi les différentes analyses statistiques, il va maintenant être possible de rechercher la valeur des paramètres correspondant à l'optimum du critère IAE .

4.5.3 Recherche de l'optimum

L'objectif est alors de déterminer l'optimum global. La matrice B (voir section 2.4.5) est définie positive et des valeurs propres sont données équation 4.20.

$$\begin{cases} \lambda_1 = 0.0692 \\ \lambda_2 = 0.1113 \\ \lambda_3 = 0.4156 \end{cases} \quad (4.20)$$

L'ensemble des valeurs propres étant positives, l'analyse analytique montre alors que l'optimum global est un minimum dont les coordonnées sont données par l'équation 2.83. Or, la distance d au centre du domaine est ici : $d = 3.8 > 1$. La position du minimum se situe à l'extérieure du domaine expérimental sur lequel le modèle est construit. Cependant, à la différence des résultats obtenus dans le chapitre 3 lors de l'utilisation des surfaces de réponses, la distance au centre du domaine est plus faible et la validité du modèle peut être testée au point optimal théorique.

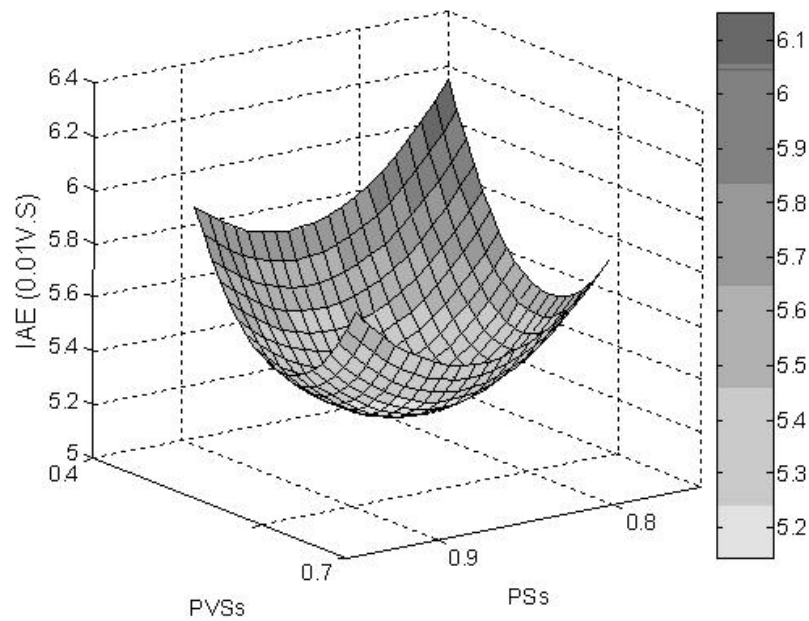
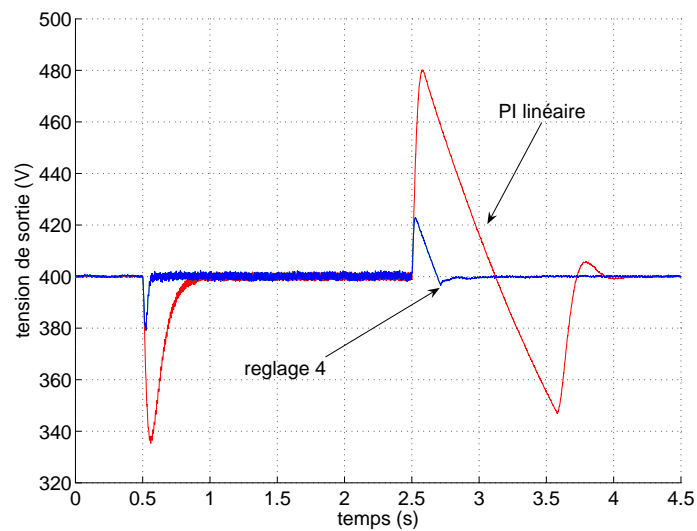
A ce point, la mesure expérimentale donne la valeur suivante du critère IAE : $5.13.10^{-2}V.s$ pour une valeur estimée de $5.14.10^{-2}V.s$. L'erreur avec le modèle étant voisine de la valeur de l'erreur expérimentale, l'hypothèse ci-dessus peut alors être adoptée et le minimum recherché a donc été trouvé (il est bien évidemment impossible de garantir que ce point est véritablement l'optimum sur l'ensemble de variation possible des paramètres). Il est de plus défini dans la région étudiée à l'erreur expérimentale et à l'erreur du modèle près.

Afin d'illustrer que le point obtenu correspond bien à un optimum, la figure 4.14 présente l'évolution du critère autour de ce point en maintenant le facteur gm fixe.

La figure 4.15 représente la réponse expérimentale pour ce réglage, noté *reglage4* et donné table 4.17.

PSe	0.4	PVSde	0.05
PVSe	0.05	PSs	0.92
PSde	0.4	PVSs	0.21
gdem	$3.5.10^{-3}$	gm	807

TAB. 4.17 – Valeurs des paramètres du correcteur flou pour l'étude par surfaces de réponses

FIG. 4.14 – Surface de réponse de l'IAE en fixant gm FIG. 4.15 – Tension de sortie correspondant au *reglage4*

A l'issue de cette phase d'optimisation, le critère IAE a été amélioré de 50% mais la composante harmonique du courant d'entrée s'est considérablement accrue (TDH : 13.7%) mais reste à une valeur acceptable pour ce type d'application.

La section suivante va mettre les différents résultats obtenus lors de cette étude en perspective.

4.6 Comparaison des différentes méthodes de réglage

Les performances expérimentales de chacune des commandes présentées précédemment et correspondant au test de performances choisi et pour les différents critères, sont regroupées dans la table 4.18 afin d'être comparées. La figure 4.16 met en perspective ces résultats pour chacun des réglages. Un critère est représenté sur chacun des axes et l'étoile associée indique l'échelle. Pour rappel, les différents réglages correspondent à des objectifs différents. Ainsi, les trois premiers réglages sont issus d'un plan factoriel fractionnaire étudiant les effets des paramètres sur les critères. Le premier réglage, *reglage1*, donne la réponse optimale pour le critère *IAE* seul. *reglage2* correspond à la réduction des composantes harmoniques rejetées sur le réseau. Enfin, *reglage3* apporte un compromis entre ces deux résultats en prenant en compte les deux critères au moyen de la notion de désirabilité. Par la suite, la méthodologie des surfaces de réponse a permis de donner un dernier réglage des paramètres, *reglage4* afin d'optimiser le critère *IAE* seulement. Les différentes performances seront également comparées avec le résultat obtenu pour la commande linéaire.

	Correcteur flou				correcteur linéaire
	<i>reglage1</i>	<i>reglage2</i>	<i>reglage3</i>	<i>reglage4</i>	
Critère <i>IAE</i> ($10^{-2}V.s$)	9.6	47.1	10.1	5.13	53.1
<i>TDH</i> (%)	3.7	2.8	3.4	13.7	4.1
Connection charge :					
<i>Tr</i> 5% (ms)	57	173	56	26	193
V_{DCmin} (V)	369	338	370	379	335
Déconnection charge :					
<i>Tr</i> 5% (ms)	118	1078	134	50	1236
V_{DCmax} (V)	432	476	434	423	485
V_{DCmin} (V)	390	350	388	396	344
Objectif	<i>IAE</i> seul	<i>TDH</i> seul	<i>IAE</i> <i>TDH</i>	<i>IAE</i> seul	placement de pôles

TAB. 4.18 – Comparaison des différents correcteurs

Tout d'abord, il apparaît que la commande floue améliore globalement les performances relatives aux deux critères par rapport au correcteur linéaire. Cependant, de grandes disparités apparaissent entre les différents réglages. Ainsi, le réglage améliorant le rejet d'harmoniques sur le réseau donne de piètres performances dynamiques mais ramène la distorsion du courant (2.8 %) au niveau de la distorsion de la tension réseau (2.6 %). D'un autre côté, l'amélioration en terme d'*IAE* apportée par le *reglage1* est spectaculaire : une réduction d'environ 80 % par rapport aux performances du correcteur linéaire. Enfin, tout en conservant une valeur du critère *IAE* performante, le *reglage3* a permis de diminuer sensiblement le rejet harmonique. Pour finir, la méthodologie des surfaces de réponse, employée pour

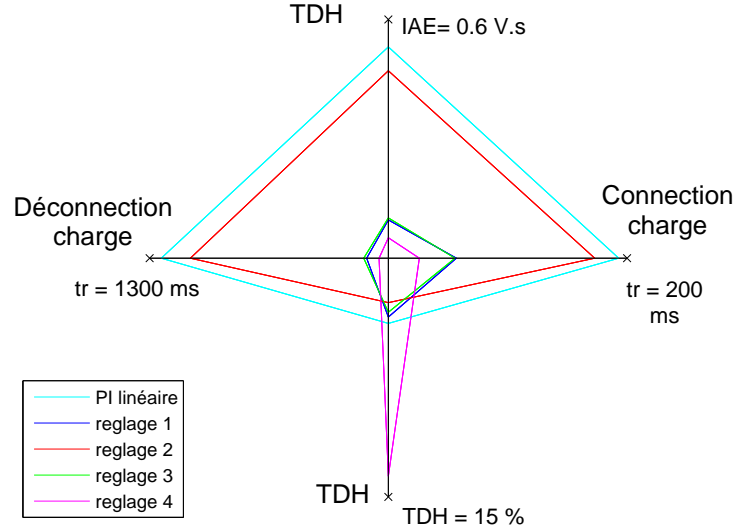


FIG. 4.16 – Comparaison graphique des différents correcteurs

améliorer les performances en termes d' IAE , a permis de réduire celui-ci de l'ordre de 50% par rapport au meilleur réglage précédent en terme d' IAE (*réglage1*) et de 90% par rapport au correcteur linéaire. Cependant, la distorsion harmonique devient alors plus importante et souligne ainsi la nécessité du compromis entre ces deux critères. En effet, l'étude des effets des facteurs sur les deux critères avait montré qu'il n'était pas possible d'optimiser simultanément le taux de distorsion en entrée et la dynamique en sortie.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, l'efficacité de la méthodologie des plans d'expériences pour le réglage sur site de correcteur à base de logique floue pour l'optimisation d'un objectif multi-critères a été montrée. Un correcteur linéaire commandant un hacheur dévolteur à absorption sinus a été réglé afin de donner une base de comparaison avec les commandes non linéaires développées dans le cadre de l'étude. Les critères retenus, les performances dynamiques en sortie d'une part et le taux de distorsion harmonique du courant absorbé sur le réseau en entrée d'autre part, sont de natures différentes et présentent un intérêt pour l'amélioration globale de l'énergie électrique du système considéré.

Les plans d'expériences factoriels, en donnant des indications sur les effets des différents facteurs du correcteur flou et après une étude en deux temps (plan dit de "dégrossissage" puis un plan pour affiner les résultats) ont permis de traiter expérimentalement le réglage par rapport à ces deux critères. Ainsi, un premier réglage a permis d'obtenir une réponse optimale en terme de performances dynamiques puis un deuxième a diminué le rejet d'harmoniques sur le réseau. Enfin, par l'intermédiaire de la notion de désirabilité, un réglage composite a pu être défini,

un compromis entre deux tendances antagonistes est donc possible. L'étude des effets a montré que les valeurs des paramètres relatives aux points optimaux pour les deux critères ne se trouvaient pas dans la même zone du domaine expérimental et qu'un compromis devait être trouvé entre les deux propriétés. L'utilisation du correcteur flou a permis ici d'améliorer de façon conséquente les performances par rapport au correcteur linéaire.

D'un autre côté, la méthodologie des surfaces de réponses a été employée afin d'améliorer le réglage visant à réduire le critère IAE (performances dynamiques). L'étude sur les effets des facteurs a permis, d'une part de restreindre et de choisir les paramètres du modèle recherché et d'autre part de définir les bornes de l'univers du discours pour chacun de ceux-ci. Un modèle présentant une bonne description du système étudié a ainsi pu être défini, et a conduit à une amélioration des performances dynamiques de l'ordre de 50% par rapport au meilleur des réglages précédents pour l' IAE (*reglage1*).

Cette étude a été l'occasion de valider l'utilisation de la méthodologie des plans d'expériences pour régler un correcteur simultanément par rapport à deux critères de natures complètement différentes : une grandeur d'entrée et simultanément une grandeur de sortie, contribuant ainsi à l'amélioration globale de la qualité de l'énergie électrique convertie. De plus, à la différence de l'étude du chapitre précédent, toute la phase d'optimisation a été réalisée expérimentalement. La méthode retenue présente donc l'avantage de ne pas nécessiter de modèle pour obtenir un réglage optimal. Le réglage multi-critères pour des objectifs distincts par la méthodologie des plans d'expériences étant possible, l'étude présentée dans le chapitre 5 ne traitera plus du réglage temporel de correcteurs flous, mais du réglage à partir de critères fréquentiels.

Chapitre 5

Réglage fréquentiel multi critères

Sommaire

5.1	Introduction	125
5.2	Structure du système	127
5.2.1	Structure du correcteur flou	127
5.2.2	Système étudié	128
5.2.2.1	Modèle d'un système de type passe bas	128
5.2.2.2	Système expérimental	128
5.3	Analyse fréquentielle	131
5.3.1	Approximation au premier harmonique	131
5.3.2	Mise en oeuvre expérimentale	132
5.4	Caractérisation fréquentielle	134
5.5	Critères fréquentsiels	136
5.5.1	Critères de réglage fréquentsiels usuels	136
5.5.2	Critère composite	140
5.6	Réglage fréquentiel	142
5.6.1	Application au modèle d'un système de type passe bas	143
5.6.2	Application au système expérimental	148
5.7	Comparaison des différents réglages	151
5.8	Limites de la méthodologie proposée	153
5.9	Conclusion	155

5.1 Introduction

L'étude présentée dans ce chapitre traite du réglage de correcteurs à base de logique floue commandant des systèmes de type sur-amorti, réglés à partir de critères fréquentsiels et non plus temporels comme dans les chapitres précédents. Ces travaux s'inscrivent dans la continuité de D.Hissel [His98a], consistant en la caractérisation fréquentielle des réglages pré-établis proposés pour les correcteurs PID flous commandant des systèmes de type sur-amorti. Il est apparu alors que certains

de ces réglages montraient lors d'une phase de caractérisation des caractéristiques intéressantes en terme de robustesse pour des critères fréquents.

L'objet de ce chapitre consiste à effectuer la démarche inverse, c'est-à-dire le réglage d'un correcteur flou et non plus sa caractérisation par rapport à des considérations fréquentielles. Dans la littérature, le réglage des commandes floues est presque systématiquement temporel et l'approche fréquentielle n'a pas fait, à notre connaissance, l'objet de nombreuses études. La méthodologie proposée ici est alors à considérer comme une voie de recherche pour l'instant plutôt qu'une procédure de réglage systématique et performante.

Dans un premier temps, la structure des systèmes étudiés est présentée. D'une part, le type de correcteur flou utilisé, de type PID, et ses degrés de liberté seront détaillés. D'autre part, afin de montrer le potentiel de la méthodologie de réglage proposée, celle-ci sera mise en oeuvre sur deux systèmes distincts, un système de type fonction de transfert passe bas pour une étude en simulation seule, puis la validation sur un système expérimental : un hacheur dévolteur en mode courant. Cette présentation en deux temps s'explique par le fait que l'étude sur un système expérimental fortement non-linéaire est plus délicate alors que les différentes possibilités de réglage sont plus faciles à mettre en oeuvre sur une fonction de transfert simple.

À partir de la description des systèmes retenus pour tester la méthodologie de réglage proposée, les hypothèses adoptées pour effectuer l'analyse fréquentielle seront présentées. Il en sera de même pour les structures et méthodes de caractérisation fréquentielle propres à chacun de ces systèmes et reposant dans cette étude sur la méthode du premier harmonique. Du fait de la non réversibilité du système expérimental, la mise en oeuvre de l'analyse fréquentielle nécessite l'utilisation d'une méthode spécifique de type feed forward. Le tracé du lieu de Black en boucle ouverte du système comprenant un correcteur flou réglé au moyen des réglages pré-établis donnés par D.Hissel ([His98a]) et commandant le système expérimental peut alors être effectué. L'objectif est alors de vérifier si la robustesse assurée par ces réglages par rapport à des critères temporels, correspond bien à des critères fréquents.

Le point suivant consiste à présenter et définir les critères fréquents susceptibles d'être mis en oeuvre dans le cadre d'un réglage fréquentiel du correcteur flou. À partir de ceux-ci, la méthodologie de réglage sera utilisée pour régler le correcteur commandant le système. La méthode de réglage consiste en l'utilisation des plans d'expériences pour aboutir à un premier réglage puis à une amélioration de celui-ci au moyen d'un algorithme géométrique local. Le système étudié est de type passe bas dans un premier temps, puis l'étude est appliquée au système expérimental.

Enfin, une comparaison des deux approches méthodologiques présentées, temporelle d'une part et fréquentielle d'autre part, avec un correcteur PI classique réglé par la méthode de l'optimum symétrique sera effectuée. Cette comparaison

sera associée à la présentation des limitations de mise en oeuvre de réglage fréquentiels des correcteurs à base de logique floue au moyen de la méthodologie des plans d'expériences permettant de conclure sur le potentiel de cette approche.

Ce dernier chapitre a un caractère plus amont, plus prospectif et moins immédiatement appliqué que les deux chapitres précédents.

5.2 Structure du système

Le cadre de cette étude est de présenter une méthodologie de réglage d'un correcteur à base de logique floue commandant un système électrotechnique de type passe bas permettant de mettre en oeuvre une analyse harmonique. Dans un premier temps, le correcteur utilisé va être présenté, puis les deux systèmes commandés seront détaillés. L'étude est alors divisée en deux parties :

- étude en simulation d'une fonction de transfert de type passe bas du second ordre afin de montrer la faisabilité et le potentiel de la méthodologie de réglage proposée,
- étude expérimentale à fin de validation de cette méthodologie sur un hacheur dévolteur commandé au moyen d'un mode courant.

5.2.1 Structure du correcteur flou

Le correcteur utilisé est un PID flou classique de type Sugeno [ARA94], représenté figure 5.1. L'idée est ici de reprendre la structure utilisée dans [His98a] pour régler des systèmes sur-amortis afin de comparer les approches temporelles et fréquentielles. La structure utilisée est celle explicitée dans le chapitre 1. Avec 2 entrées et deux facteurs de normalisation, 7 fonctions d'appartenances par entrée et 7 singletons pour la sortie, $7 * 7 = 49$ règles, un gain de dénormalisation et le coefficient d'intégration, 74 paramètres doivent être réglés. Les paramètres de la table de règles sont fixés afin d'obtenir une table classique anti-diagonale. Les positions extrêmes des fonctions d'appartenance et singletons sont fixées et une symétrie par rapport à 0 est mise en place pour les autres. Le gain de normalisation sur l'erreur est fixé à la valeur de la référence. La problématique de réglage qui reste cependant d'importance est alors ramenée à la prise en compte de seulement 9 facteurs :

- le gain de normalisation g_{dem} sur la dérivée de l'erreur, de ,
- 2 fonctions d'appartenances mobiles sur chaque entrée, PSe , $PVSe$, $PSde$, $PVSde$,
- 2 singletons de sortie mobiles, PSs et $PVSs$,
- le gain de dénormalisation en sortie, gm ,
- le gain de l'action intégrale, Ki .

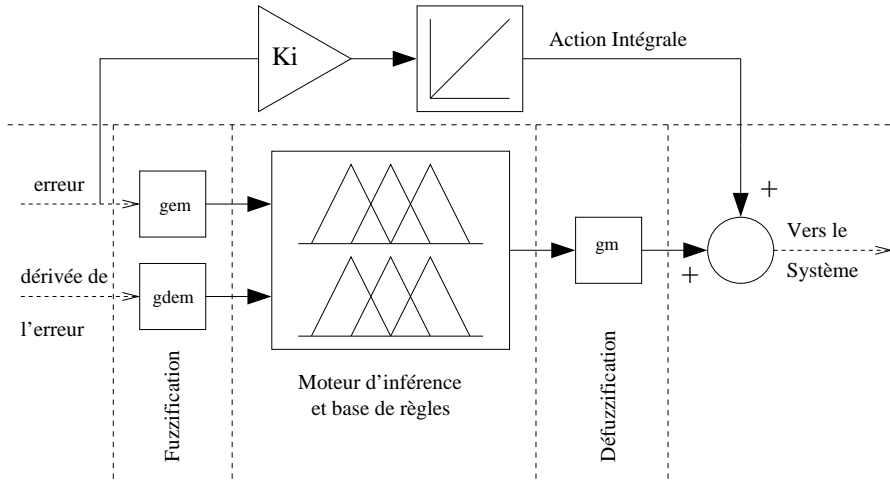


FIG. 5.1 – Structure du correcteur flou

5.2.2 Système étudié

5.2.2.1 Modèle d'un système de type passe bas

La première étude menée au paragraphe 5.6.1 concerne une fonction de transfert de type passe bas du second ordre notée $TFm(p)$, explicitée équation 5.1 :

$$TFm(p) = \frac{K}{(1 + \tau_1 \cdot p)(1 + \tau_2 \cdot p)} \quad (5.1)$$

Les paramètres de cette fonction de transfert prennent les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} K = 5 \\ \tau_1 = 0.5s \\ \tau_2 = 0.05s \end{cases} \quad (5.2)$$

Une telle fonction de transfert représente un exemple de système électromécanique de type passe bas du second ordre et les valeurs des paramètres sont choisies afin de ne pas avoir à calculer la réponse du système aux basses fréquences pour déterminer la marge de phase. Ce choix permet ainsi de réduire le temps de calcul de façon non négligeable.

Afin de se rapprocher d'un système réel, une saturation va être placée à la sortie du correcteur flou dans le but de limiter la grandeur de commande (saturation à ± 10) et introduisant ainsi une non-linéarité. L'amplitude maximale en entrée est alors elle aussi fixée à 10. L'excitation du système en vue de réaliser une analyse fréquentielle se fera au moyen d'une entrée sinusoïdale et conduit alors au schéma de simulation présenté figure 5.2.

5.2.2.2 Système expérimental

La deuxième étude qui sera menée au paragraphe 5.6.2 concerne notre système expérimental test, le hacheur Buck 1 kW commandé en mode courant (réalisé analogiquement) avec une charge résistive variable, représenté figure 5.3 et dont

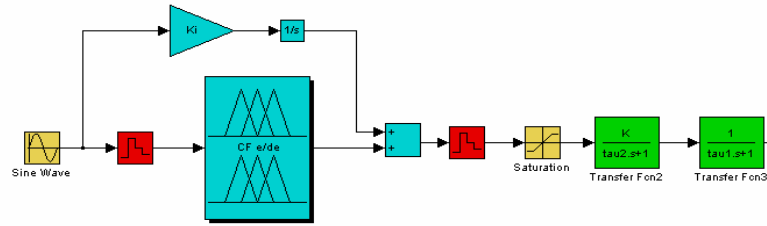


FIG. 5.2 – Schéma de simulation du modèle

le schéma est donné figure 5.4. Il possède une réponse indicielle de type passe bas sous-amortie permettant ainsi d'effectuer une analyse fréquentielle au moyen de la méthode du premier harmonique comme présenté plus loin.

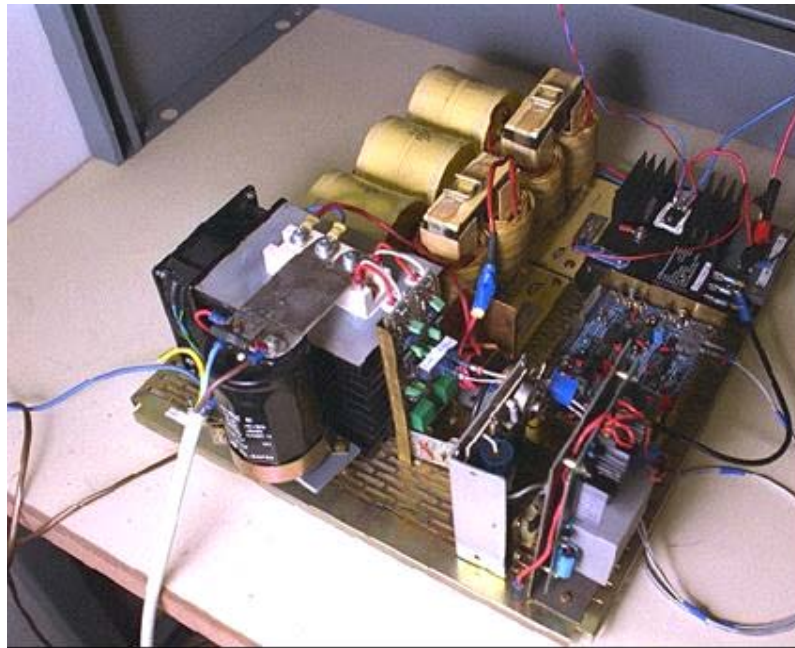


FIG. 5.3 – Maquette du hacheur

Les valeurs des éléments du système sont données table 5.1.

E (V)	200	$R_0(\Omega)$	200
$C(\mu F)$	165	$R_c(\Omega)$	40
L (mH)	1.3	$R_L(\Omega)$	0.4

TAB. 5.1 – Paramètres du système

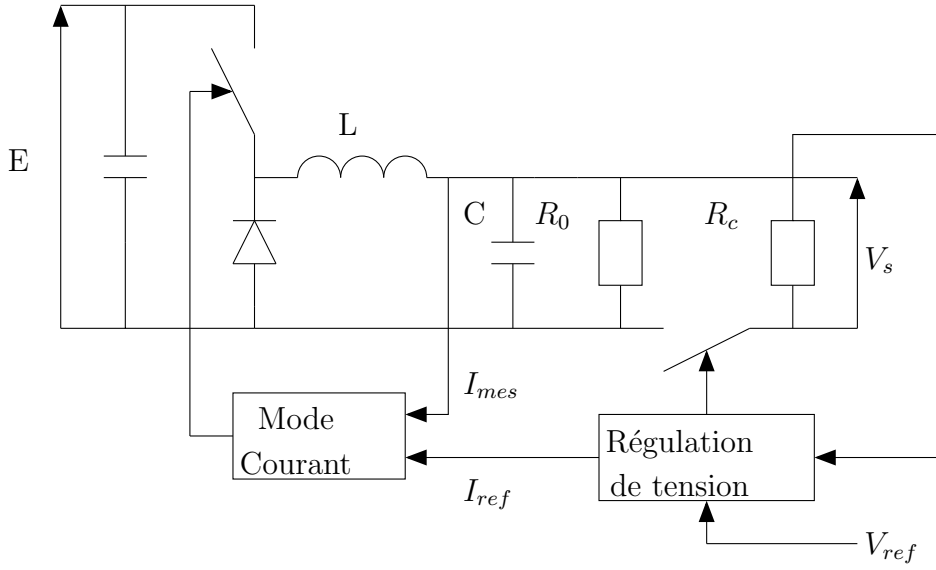


FIG. 5.4 – Hacheur en mode courant

En fonction de la charge, ce convertisseur non réversible se comporte suivant différents modèles moyens. La résistance de sortie, R , peut prendre différentes valeurs en fonction de l'état de l'interrupteur de charge, figure 5.1. Le cycle de test proposé en temporel débute par un échelon indiciel à vide, puis successivement une connection et déconnection de la charge pour une même référence en entrée.

Les équations suivantes décrivent le mode continu avec une charge maximale, équation 5.3, et le mode discontinu lorsque la charge est déconnectée, équation 5.4.

$$\frac{V_s(p)}{I_l(p)} = \frac{R}{(1 + RCp)} \quad (5.3)$$

$$\frac{V_s(p)}{I_l(p)} = \frac{\sqrt{RA}}{(1 + RCBp)} \quad (5.4)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} A = \frac{\sqrt{2Lf \left(1 - \frac{V_s}{E}\right)}}{2 - 3\frac{V_s}{E}} \\ B = \frac{1 - \frac{V_s}{E}}{2 - 3\frac{V_s}{E}} \end{array} \right. \quad (5.5)$$

Ces deux modes distincts sont la source d'une partie de la non-linéarité du système.

Deux filtres passe bas du premier ordre, non représentés sur la figure 5.4, ont pour rôle de filtrer les bruits de mesures respectivement sur le courant dans la self,

I_{mes} , au moyen d'un filtre analogique implanté sur la carte du mode courant et sur la tension de sortie, V_s , au moyen d'un filtre numérique implanté sur le DSP.

5.3 Analyse fréquentielle

5.3.1 Approximation au premier harmonique

Le comportement fréquentiel du système étudié ne peut pas être déterminé de façon immédiate. En effet, le système comporte de nombreuses non-linéarités issues aussi bien du correcteur flou que du hacheur. Cependant, le système global ayant un comportement de type passe bas, accentué par la présence des filtres, nous faisons l'hypothèse que l'approximation au premier harmonique va pouvoir être utilisée pour effectuer l'étude.

Cette approximation se justifie par le fait que les systèmes de type passe bas vont filtrer les harmoniques autres que le fondamental. Des études non détaillées ici et prenant en compte plusieurs amplitudes normalisées en entrée montrent que les harmoniques autres que le fondamental sont bien filtrés, à l'exception de l'harmonique de rang 3 dont la valeur pour les fortes amplitudes peut représenter jusqu'à 5% de l'amplitude du fondamental. Cette valeur restant faible, l'hypothèse selon laquelle l'apport des harmoniques de rangs supérieurs à 1 est négligeable sera adoptée. Cependant, le fait de considérer une telle hypothèse, ainsi que la nature de la méthode employée, doit amener à rester prudent sur la précision des résultats exploités.

Du fait de l'existence de non-linéarités, le comportement fréquentiel du système, caractérisé par l'évolution de sa phase et de son gain, dépendra alors de l'amplitude et de la fréquence du signal sinusoïdal en entrée. Comme présenté dans le chapitre 1, la sortie d'un tel correcteur flou, S_{PID} , dépend de l'erreur e et de sa dérivée de . Soit la fonction $\phi(e, de)$ telle que :

$$S_{PID} = \phi(e, de) \quad (5.6)$$

Soit $x(t)$ le signal sinusoïdal injecté en entrée, de la forme :

$$x(t) = x_0 \cdot \sin(\omega.t) \quad (5.7)$$

Il est alors possible de développer la sortie du correcteur $y(t)$ en série de Fourier :

$$y(t) = y_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \sin(n.\omega.t) + b_n \cdot \cos(n.\omega.t)) \quad (5.8)$$

avec :

$$\begin{cases} a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \theta(x_0 \cdot \sin(\omega.t), x_0 \cdot \cos(\omega.t)) \sin(n.\omega.t) \cdot d(\omega.t) \\ b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \theta(x_0 \cdot \sin(\omega.t), x_0 \cdot \cos(\omega.t)) \cos(n.\omega.t) \cdot d(\omega.t) \end{cases} \quad (5.9)$$

L'approximation au premier harmonique donne alors :

$$\begin{aligned} y(t) &\simeq a_1.\sin(\omega.t) + b_1.\cos(\omega.t) \\ &\simeq q(x_0, \omega).x_0.\sin(\omega.t) + q'(x_0, \omega).x_0.\cos(\omega.t) \\ &\simeq B(x_0, \omega).x_0.\sin(\omega.t + \Psi(x_0, \omega)) \end{aligned} \quad (5.10)$$

avec :

$$\left\{ \begin{aligned} q &= \frac{1}{\pi.x_0} \int_0^{2\pi} \theta(x_0.\sin(\omega.t), x_0.\cos(\omega.t)) \sin(n.\omega.t).d(\omega.t) \\ q' &= \frac{1}{\pi.x_0} \int_0^{2\pi} \theta(x_0.\sin(\omega.t), x_0.\cos(\omega.t)) \cos(n.\omega.t).d(\omega.t) \\ B(x_0, \omega) &= \sqrt{q^2(x_0, \omega) + q'^2(x_0, \omega)} \\ \Psi(x_0, \omega) &= \arctan\left(\frac{q'(x_0, \omega)}{q(x_0, \omega)}\right) \end{aligned} \right. \quad (5.11)$$

Ces résultats vont permettre de mettre en oeuvre sur le système étudié l'analyse fréquentielle au moyen de la méthode du premier harmonique.

5.3.2 Mise en oeuvre expérimentale

L'excitation du système par un signal sinusoïdal ne présente pas de difficulté dans le cadre de l'étude en simulation de la fonction de transfert du second ordre, celle-ci répondant aussi bien aux sollicitations négatives qu'aux sollicitations positives, figure 5.5. Cependant, tel n'est pas le cas pour le montage expérimental, le hacheur Buck commandé en mode courant étant unidirectionnel. En effet, la présence du mode courant s'oppose à l'utilisation d'un signal sinusoïdal de composante continue nulle en entrée car le courant ne peut être négatif (le système n'est pas réversible en courant). Il va donc falloir travailler à partir d'un point de fonctionnement. Or, la présence de l'intégrateur dans le contrôleur flou entraîne la saturation du dispositif si l'entrée du correcteur ne tend pas vers zéro.

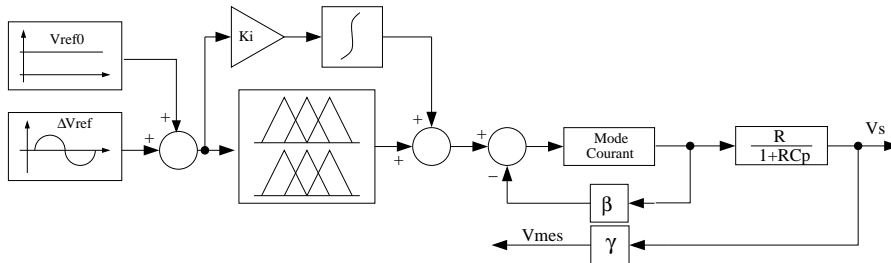


FIG. 5.5 – Structure classique

En effet, en mettant un échelon en entrée sur lequel est superposé un signal sinusoïdal, en boucle ouverte, la grandeur de commande va augmenter jusqu'à saturation et rester bloquée à cette valeur. Pour éviter une telle saturation, l'utilisation

d'une structure de type feed forward est requise, figure 5.6. Le principe de celle-ci consiste à séparer l'échelon de la variation de type sinusoïdal et de l'appliquer directement à la sortie du contrôleur flou, c'est-à-dire après l'action intégrale.

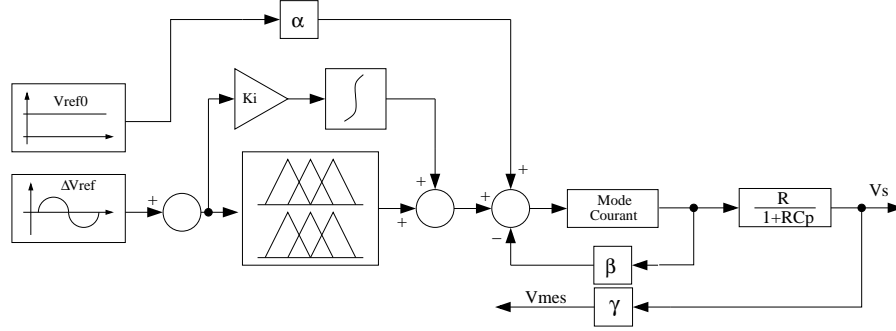


FIG. 5.6 – Structure feed forward

L'analyse harmonique va alors pouvoir être réalisée à partir d'un point de fonctionnement. Celui-ci est choisi de façon à correspondre à la valeur de la consigne de tension en boucle fermée. Il s'agit alors de fixer V_{ref} tel que $V_s = V_{s \text{ consigne}}$. La sortie V_s peut donc être définie par :

$$V_s = V_{s0} + \Delta V_s \quad (5.12)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{s0} = f(V_{ref0}) \\ \Delta V_s = g(\Delta V_{ref0}) \end{cases} \quad (5.13)$$

Le mode courant est ici modélisé par un système du premier ordre. Le gain en boucle fermée de la boucle de courant est donc $\frac{1}{\gamma}$. En régime statique, l'égalité suivante est vérifiée :

$$V_{ref0} \cdot \alpha \cdot \frac{1}{\beta} \cdot R = V_{s0} \quad (5.14)$$

Soit :

$$V_{ref0} \cdot \frac{R \cdot \alpha}{\beta} = V_{s \text{ consigne}} \quad (5.15)$$

D'autre part, en régime permanent par rapport à V_s , il vient :

$$V_{ref0} = V_{mes} = \gamma \cdot V_{s0} \quad (5.16)$$

Soit :

$$V_{ref0} = \gamma \cdot V_{s \text{ consigne}} \quad (5.17)$$

La relation est alors obtenue en associant les équations 5.15 et 5.17 :

$$\gamma \cdot V_{s \text{ consigne}} \cdot \frac{R \cdot \alpha}{\beta} = V_{s \text{ consigne}} \quad (5.18)$$

Soit finalement :

$$\frac{\alpha \cdot \gamma \cdot R}{\beta} = 1 \quad (5.19)$$

β et γ étant des paramètres propres au système, il faut fixer :

$$\alpha = \frac{\beta}{\gamma \cdot R} \quad (5.20)$$

L'analyse fréquentielle pourra alors être effectuée au moyen de l'analyse petits signaux autour d'un point de fonctionnement donné.

5.4 Caractérisation fréquentielle

L'objet de cette section est d'illustrer, sur l'exemple du hacheur Buck mode courant, la réponse fréquentielle pour les réglages pré-établis proposés dans [His98a]. L'étude portera sur les réglages pré-établis robustes plus adaptés à la fréquence de coupure du filtre positionné sur la tension de sortie ($500Hz$).

L'identification des paramètres et l'utilisation des réglages conduisent à la définition des paramètres de la commande donnés table 5.2 calculés pour une référence de 60V.

PSe	0.281	PVSde	0.21
PVSe	0.184	PSs	0.8
PSde	0.7	PVSs	0.284
gem	60	gdem	15.7
gm	11.8	Ki	41.6

TAB. 5.2 – Valeurs des paramètres issues des réglages pré-établis robustes

Ces valeurs de paramètres permettent de mettre en oeuvre la commande sur le dispositif expérimental conduisant alors aux réponses indicielles en boucle fermée pour des tensions de référence de 40V, 60V et 80V représentées figure 5.7.

Le comportement temporel du système est ici performant avec une bonne robustesse par rapport à la variation de la tension de référence en entrée. Ces paramètres ont été définis à partir de considérations temporelles et en prenant en compte la robustesse par rapport à des erreurs d'identification paramétriques, c'est-à-dire par rapport aux variations paramétriques que peut subir le système ainsi qu'aux bruits. Il est alors intéressant de caractériser fréquentiellement le comportement du système complet pour mettre en évidence le rapport entre les propriétés temporelles et fréquentielles.

La caractérisation fréquentielle du système complet, effectuée autour du point de fonctionnement à 60V en sortie et pour différentes amplitudes au moyen d'une structure feed forward, conduit au tracé du lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black donné figure 5.8.

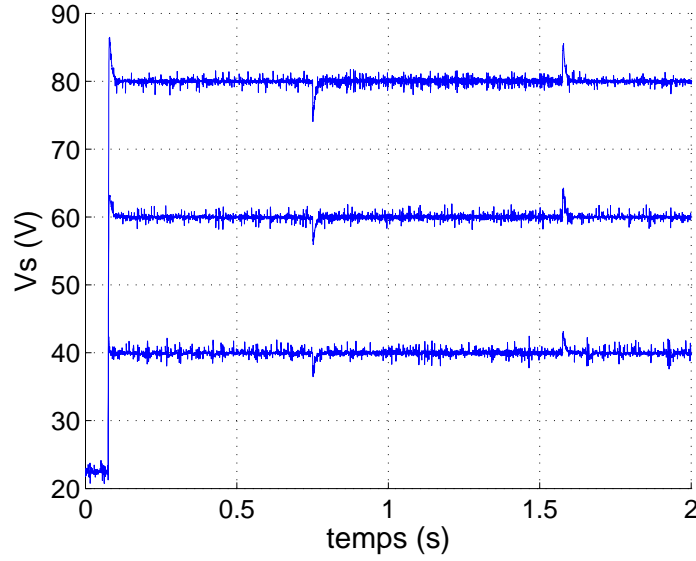


FIG. 5.7 – Réponses indicielles pour les réglages pré-établis robustes

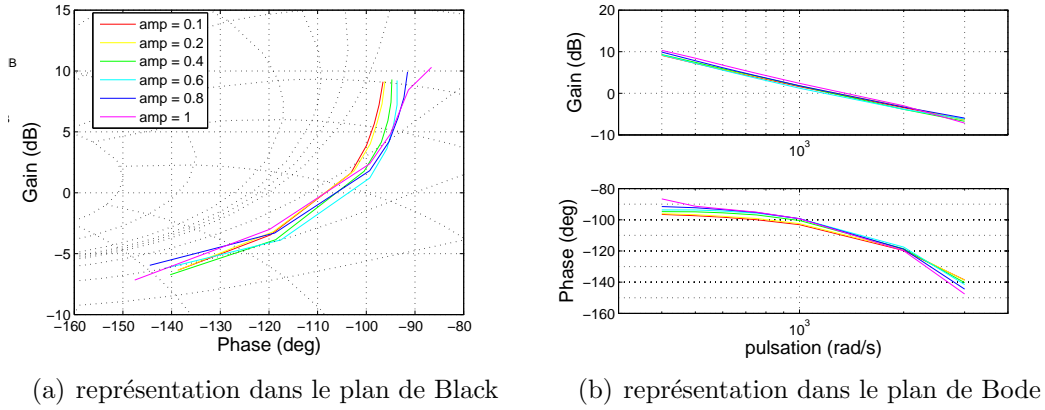


FIG. 5.8 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages pré-établis robustes

Il apparaît alors, comme mis en lumière dans la thèse de D.Hissel pour une fonction de transfert du deuxième ordre, que le tracé fréquentiel pour le système expérimental complet avec les réglages robustes présente des caractéristiques permettant d'assurer une certaine robustesse au système. Ainsi, les tracés pour les différentes amplitudes ont tendance à se resserrer sur une plage fréquentielle autour de la pulsation correspondant à un gain de $0dB$ tout en assurant une marge de phase relativement importante (environ 70°).

La robustesse étant souhaitée par rapport à des variations paramétriques, la figure 5.21 présente les tracés en boucle ouverte pour différentes valeurs de la résistance de sortie : $R_c \in [20 \ 40 \ 80 \ 160 \ 200]$ correspondant respectivement aux tracés de la droite vers la gauche.

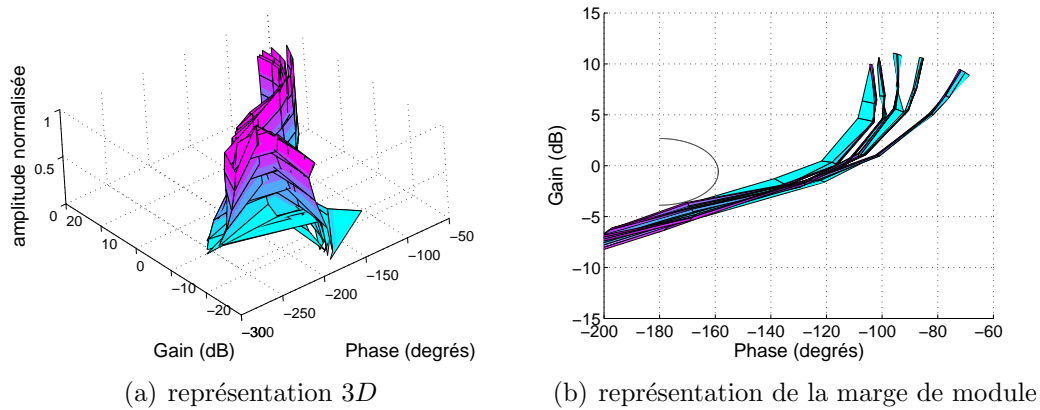


FIG. 5.9 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par l’algorithme d’optimisation présenté en annexe 2 et pour différentes valeurs de la résistance de sortie

Ces tracés fréquentiels illustrent la robustesse de ces réglages pré-établis par rapport à des variations paramétriques. En effet, du fait de la nature du système, une variation de la résistance de charge en sortie modifie simultanément le gain du système et sa constante de temps, comme le montrent les équations 5.3 et 5.4. Le choix des valeurs de la résistance de sortie permet de plus de tester le système en mode continu ($R_c \in [20 \ 40 \ 80]$) et en mode discontinu ($R_c \in [160 \ 200]$). Or, pour les différentes valeurs de la charge, les tracés correspondants en boucle ouverte sont pratiquement confondus, assurant ainsi la robustesse par rapport à ces variations avec une marge de module minimale de 0.36. La notion de marge de module minimale sera présentée dans la section 5.5.1.

Ainsi, les critères temporels utilisés pour la définition de réglages robustes ont effectivement conduit à un tracé dans le lieu de Black présentant des caractéristiques robustes pour des critères fréquentiels. Cette remarque est à l’origine des travaux présentés par la suite où le fil directeur consiste à effectuer la démarche inverse, c’est-à-dire d’utiliser des critères fréquentiels pour définir un réglage robuste du contrôleur flou.

5.5 Critères fréquentiels

Le tracé de la réponse fréquentielle en boucle ouverte étant accessible, l’objectif de cette section est de présenter différents critères fréquentiels autres que ceux bien connus (marges de phase et de gain) et qui seront pris en compte pour régler les paramètres du correcteur flou.

5.5.1 Critères de réglage fréquentiels usuels

Un des critères fréquentiels pouvant être pris en considération est la marge de module ou de gain-phase, ΔM . Celle-ci est définie comme le rayon du cercle de

centre $(-1, 0j)$ dans le plan de Nyquist et tangent au lieu de Nyquist. Elle permet de compléter les marges de gain, de phase et de retard en assurant la robustesse dans le cas où il y aurait une petite erreur de modèle. En effet, en fixant une certaine marge de module, la distance du lieu de Nyquist au point $(-1, 0j)$ est suffisante en cas de faibles variations des paramètres de la fonction de transfert pour assurer la stabilité. Lorsque l'on veut imposer cette marge, une zone d'exclusion est alors définie.

Soit $L(j.\omega)$ la fonction de transfert en boucle ouverte du système étudié. Il vient :

$$\Delta M = \min |1 + L(j.\omega)| \quad (5.21)$$

Ou encore :

$$\Delta M = \frac{1}{\|S\|_\infty} \quad (5.22)$$

Où S représente la fonction de sensibilité, souvent utilisée dans les études de robustesse ([Ous94]) :

$$S = \frac{1}{1 + L} \quad (5.23)$$

La figure 5.10 représente le tracé de la marge de module dans le plan de Nyquist.

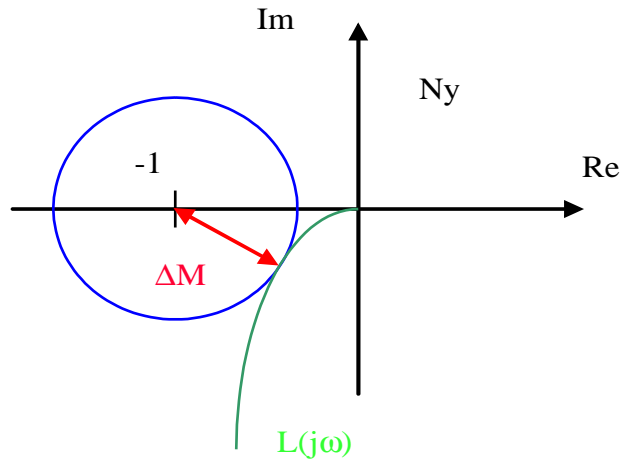


FIG. 5.10 – Marge de module

À partir de considérations géométriques, les marges de phase $M\phi_{min}$ et de gain Mg_{min} minimales suivantes sont obtenues :

$$\begin{cases} M\phi_{min} = 2\arcsin\left(\frac{\Delta M}{2}\right) \\ Mg_{min} = -20\log(1 - \Delta M) \end{cases} \quad (5.24)$$

avec :

$$\begin{cases} \Delta M \in [0 \quad 1] \\ M\phi_{min} \in [0 \quad \frac{\pi}{3}] \\ Mg_{min} \in [0 \quad +\infty] \end{cases} \quad (5.25)$$

Soit $G(\omega)$ le lieu de la marge de module. il vient :

$$G(\omega) = \frac{\alpha}{\alpha^2 - \omega^2} - \frac{\frac{1}{\alpha} + 2}{2} - j \frac{\omega}{\alpha^2 - \omega^2} \quad (5.26)$$

avec :

$$\alpha = \frac{1}{2\Delta M} \quad (5.27)$$

Ces résultats mènent aux relations sur le gain et la phase de la marge de module suivantes :

$$\begin{cases} |G(\omega)| = \sqrt{\left(\frac{\alpha}{\alpha^2 - \omega^2} - \frac{\frac{1}{\alpha} + 2}{2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{(\alpha^2 - \omega^2)^2}} \\ \varphi_G(\omega) = \arctan\left(-\frac{\frac{\omega}{\alpha^2 - \omega^2}}{\frac{\alpha}{\alpha^2 - \omega^2} - \frac{\frac{1}{\alpha} + 2}{2}}\right) \end{cases} \quad (5.28)$$

Le tracé de la marge de module dans le plan de Black est alors représenté figure 5.11.

La marge de module dans le plan de Black est respectée lorsque le tracé du lieu en boucle ouverte du système n'entre pas dans le domaine d'exclusion défini par l'intérieur de la demi-ellipsoïde. La figure 5.11 illustre le fait que le domaine fixé par une marge de module donnée est inclus dans le domaine associé à une marge de module de norme supérieure. Il est donc possible de se servir de cette propriété et autoriser une variation de la marge de module dans le critère à optimiser tout en étant certain d'assurer une marge de module minimale.

Un deuxième critère fréquentiel intéressant est la marge de retard, $M\tau$. Celle-ci est la borne supérieure des retards qui, insérés dans la boucle de régulation n'entraînent pas l'instabilité. En posant ω_{cr} la pulsation pour laquelle le lieu de Nyquist coupe le cercle unité, il vient alors :

$$M\tau = \frac{M\phi}{\omega_{cr}} \quad (5.29)$$

La figure 5.12 représente le tracé de la marge de retard dans le plan de Nyquist. S'il existe plusieurs pulsations au gain unité, ω_{cr_i} , l'équation devient :

$$M\tau = \min\left(\frac{M\phi_i}{\omega_{cr_i}}\right) \quad (5.30)$$

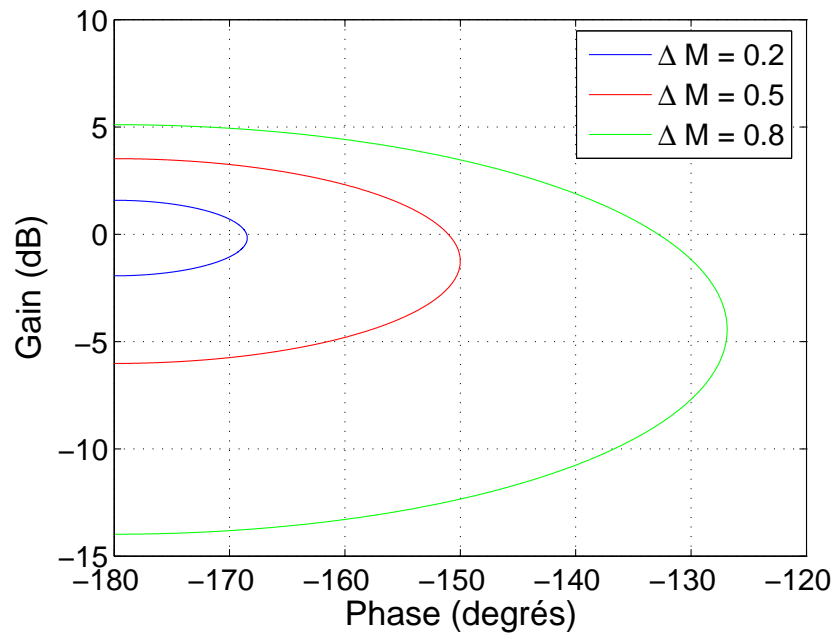


FIG. 5.11 – Tracé des marges de modules dans Black

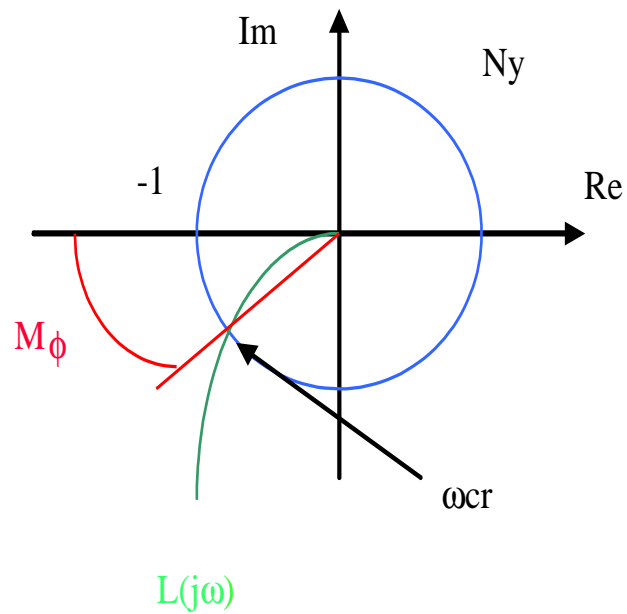


FIG. 5.12 – Marge de retard

En fréquentiel, en imposant la marge de phase, pour $M\tau$ donné, il vient :

$$\omega_{cr} \geq \frac{M\phi}{M\tau} \quad (5.31)$$

Pour une marge de phase et une marge de retard données il faut donc imposer

un ω_{cr} minimum.

Il existe également d'autres types de gabarits fréquentiels dans le plan de Black qui donnent par exemple des contours d'iso-dépassement et d'iso-amortissement, [Ous94]. Ces gabarits ne seront pas utilisés comme critères de réglage par la suite.

5.5.2 Critère composite

À partir des différents critères présentés précédemment, le critère global retenu est un critère composite rassemblant plusieurs propriétés. En premier lieu, et de façon classique, le premier critère de réglage retenu est d'imposer une marge de phase fixe. Or, en cas de variations paramétriques, il est préférable d'annuler ou de minimiser les variations de cette marge de phase. Pour ce faire, un gabarit vertical, semblable à celui de la commande CRONE de deuxième génération, [Ous94], [Lan94], dans le lieu de Black va être adopté. Une variation paramétrique issue d'une variation du gain autour de la pulsation correspondant à un gain nul, ω_{0dB} , se traduira alors par un glissement du gabarit vertical sur lui-même assurant ainsi la conservation de la marge de phase. Les commandes CRONE de dernière génération permettent de prendre en compte les variations paramétriques globales, mais dans cette étude l'objectif est avant tout de montrer la faisabilité du réglage fréquentiel robuste par les plans d'expériences.

Pour ω_{0dB} fixé, un intervalle de pulsation $[\omega_{min} \quad \omega_{max}]$, contenant ω_{0dB} va être fixé. Ainsi, pour une marge de phase donnée $M\phi$ et sur l'intervalle de pulsation fixé, l'objectif va être de "coller" la réponse fréquentielle en boucle ouverte du système global $L(j\omega)$ sur le gabarit vertical dans Black, positionné sur la phase désirée : $\varphi_d = -180^\circ + M\phi$. La figure 5.13 présente la forme du gabarit retenu.

Ce type de gabarit permet de définir également une marge de module minimale qui sera tangente au gabarit. De plus, la définition de l'intervalle de pulsation contenant ω_{0dB} permet d'imposer une marge de retard minimale. Une certaine robustesse va pouvoir ainsi être assurée.

Pratiquement, du fait des temps de calcul importants pour calculer le gain et la phase du système pour chaque pulsation, nous ne considérerons qu'un faible nombre de pulsations pour le calcul du critère. L'intervalle de pulsation sera alors centré sur ω_{0dB} désirée afin de se rapprocher effectivement de la valeur souhaitée. De plus, du fait de la non linéarité du système, il va falloir calculer les réponses fréquentielles du système pour des amplitudes différentes du signal d'entrée. La réponse fréquentielle sera donc comparée au gabarit pour chacune de ces amplitudes et le critère global sera obtenu en combinant ces différents critères. Là encore, pour contrôler le temps de calcul, seul un nombre limité d'amplitudes différentes sera utilisé.

Pour évaluer le critère global représentant le gabarit vertical, la problématique est divisée en deux parties :

- d'une part, fixer la marge de phase,

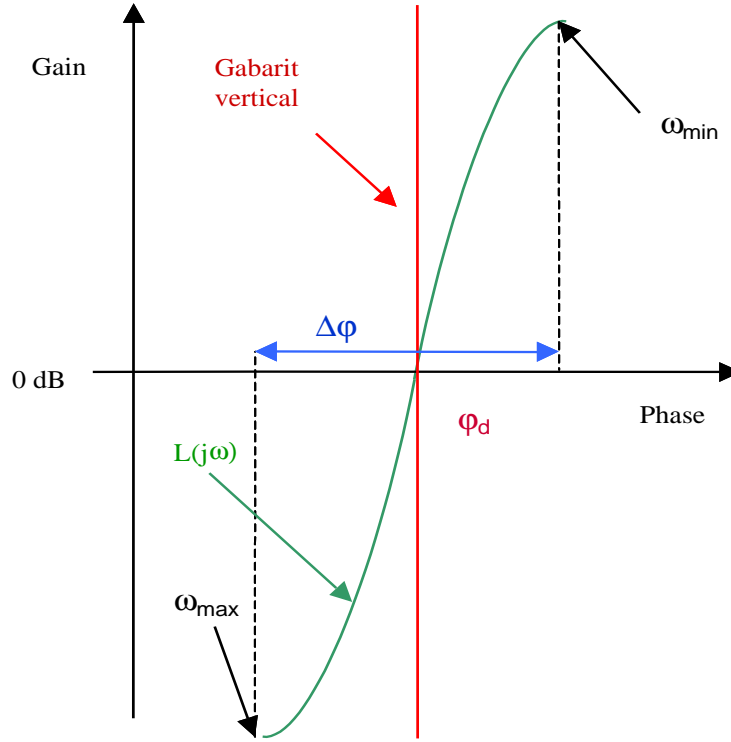


FIG. 5.13 – Gabarit vertical dans Black

- d'autre part, fixer la "verticalité" en limitant la différence de phase entre la phase minimale et la phase maximale pour une amplitude donnée sur l'intervalle de pulsation considéré.

Pour le critère global retenu, plusieurs propriétés doivent donc être prises en compte lors de la phase d'optimisation. La notion de désirabilité, présentée chapitre 2, va permettre de se ramener à un critère composite unique pour mener l'étude. Les différentes fonctions de désirabilités élémentaires (présentées dans le chapitre 2) associées à ces critères sont respectivement :

- la désirabilité élémentaire $d1$, associée à la marge de phase,
- la désirabilité élémentaire $d2$, associée à la verticalité.

D'une part, l'objectif est de fixer pour chacune des amplitudes en entrée la marge de phase. Soit alors $Cmp(Ai)$ un critère défini pour une amplitude Ai donnée :

$$Cmp(Ai) = |M\varphi_d(\omega_{0dB}) - M\varphi_s(\omega_{0dB})| \quad (5.32)$$

Dans l'équation 5.32, $M\varphi_d$ représente la marge de phase désirée et $M\varphi_s$ est la marge de phase du système pour l'amplitude considérée. Pour la transformation en désirabilité élémentaire, la valeur cible associée à $Cmp(Ai)$ est fixée à zéro alors que la valeur plancher est définie par l'écart maximal de marge de phase admissible $\Delta M\varphi_{max}$ en degrés. Pour obtenir la désirabilité totale de ce critère, il

est alors nécessaire de prendre en compte chaque amplitude en entrée. Ce but est atteint en multipliant les désirabilités obtenues pour chaque amplitude, soit :

$$d1 = \prod_{Ai} \left(\frac{|Cmp(Ai) - \Delta M \varphi_{max}|}{\Delta M \varphi_{max}} \right)^{r1} \quad (5.33)$$

Le coefficient $r1$ est fixé à 1 pour rendre le système sensible à toute amélioration du critère. L'utilisation d'un tel critère permet de plus de régler la marge de retard. En effet, le calcul de la désirabilité pour ce critère est effectué sur une plage de fréquences donnée. Si le gain nul n'est pas obtenu sur cet intervalle, la désirabilité est alors fixée à 0. La définition de la borne inférieure de l'intervalle va donc imposer une pulsation wcr minimale pour la marge de phase et donc une borne pour la marge de retard.

D'autre part, la verticalité doit être assurée au moyen de la désirabilité élémentaire $d2$. La variation de phase par rapport au gabarit vertical sur l'intervalle de pulsation considéré et pour l'ensemble des amplitudes Ai va alors être limitée. Soit $Cv(Ai)$ un critère défini pour une amplitude Ai donnée :

$$Cv(Ai) = |\varphi_{max} - \varphi_{min}| \quad (5.34)$$

Pour définir la désirabilité correspondante, la valeur cible est là encore fixée à 0 degré (réponse collée sur le gabarit), qui est la valeur idéale. Une désirabilité de 1 assurera donc ici une réponse dans Black verticale. La valeur plancher sera définie par la variation maximale admissible $\Delta \varphi_{max}$ en degrés. De façon analogue, la désirabilité $d2$ est définie par multiplication des désirabilités obtenues pour chaque amplitude :

$$d2 = \prod_{Ai} \left(\frac{|Cv(Ai) - \Delta \varphi_{max}|}{\Delta \varphi_{max}} \right)^{r2} \quad (5.35)$$

Le coefficient $r2$ est, là encore, fixé à 1 pour rendre le système sensible à toute amélioration du critère.

Enfin, ces différentes désirabilités élémentaires sont ramenées à une désirabilité composite, D , avec des coefficients de pondérations égaux :

$$D = \sqrt{d1 \times d2} \quad (5.36)$$

Le critère d'étude étant défini, la méthodologie des plans d'expériences va être mise en oeuvre pour aboutir à un réglage du correcteur flou.

5.6 Réglage fréquentiel

Lors de la présentation du correcteur à régler, paragraphe 5.2.2.2, il est apparu que suite aux hypothèses simplificatrices, 9 paramètres devaient être réglés. Or, étudier 9 facteurs dans un plan d'expériences avec une résolution IV conduit à

devoir mener au minimum 32 essais au lieu de 16 dans le cas de 8 facteurs. Ces essais devant être multipliés par le nombre de niveaux différents pour l'amplitude d'entrée, et les temps de simulation du système étant très importants pour les basses fréquences, dans un premier temps, seule l'étude de 8 facteurs a été menée. La valeur du gain intégral K_i sera donc fixée, sachant que l'utilisation ultérieure d'une table complémentaire peut permettre de compléter l'étude. Seuls les paramètres du moteur flou sont donc étudiés initialement. Partant de ces 8 facteurs et fixant deux niveaux pour chacun de ceux-ci, une table factorielle fractionnaire 2_{IV}^{8-4} , présentée en annexe A, sera utilisée.

Dans un deuxième temps, l'utilisation d'un algorithme d'optimisation local de type géométrique, présenté en annexe B sera préférée à l'emploi de tables complémentaires pour affiner les réglages. Ainsi, le réglage obtenu à l'issue de l'étude réalisée au moyen de la méthodologie des plans d'expériences sera défini comme vecteur d'initialisation des paramètres de l'algorithme d'optimisation.

5.6.1 Application au modèle d'un système de type passe bas

La matrice d'expériences étant définie, il est nécessaire de fixer le niveau des facteurs. Ceux-ci sont explicités table 5.3. Les niveaux pour les fonctions d'appartenance sont choisis de façon à éviter leur chevauchement d'une part et sont définis de façon à utiliser la non linéarité de la commande floue d'autre part.

Facteur	PSe	PVSe	PSde	PVSde	PSs	PVSs	gm	gdem
Niveau 1	0.3	0.01	0.3	0.01	0.4	0.01	8	0.01
Niveau 2	0.8	0.2	0.8	0.2	0.8	0.3	15	1

TAB. 5.3 – Niveaux des facteurs pour le réglage fréquentiel

Prenant comme objectif le critère composite présenté dans les sections précédentes et plaçant le gabarit vertical à la position -120° , la méthodologie des plans d'expériences conduit alors au réglage optimal donné table 5.4.

Facteur	PSe	PVSe	PSde	PVSde	PSs	PVSs	gm	gdem
Valeur	0.8	0.2	0.8	0.01	0.4	0.3	15	1

TAB. 5.4 – Réglage du contrôleur flou à l'issue du réglage par les plans d'expériences

Ce réglage correspond au tracé des lieux en boucle ouverte dans le plan de Black pour différentes amplitudes en entrée représentés figure 5.14.

Les valeurs des désirabilités composite et élémentaires correspondantes sont données dans 5.37 :

$$\begin{cases} D = 0.524 \\ d1 = 0.802 \\ d2 = 0.343 \end{cases} \quad (5.37)$$

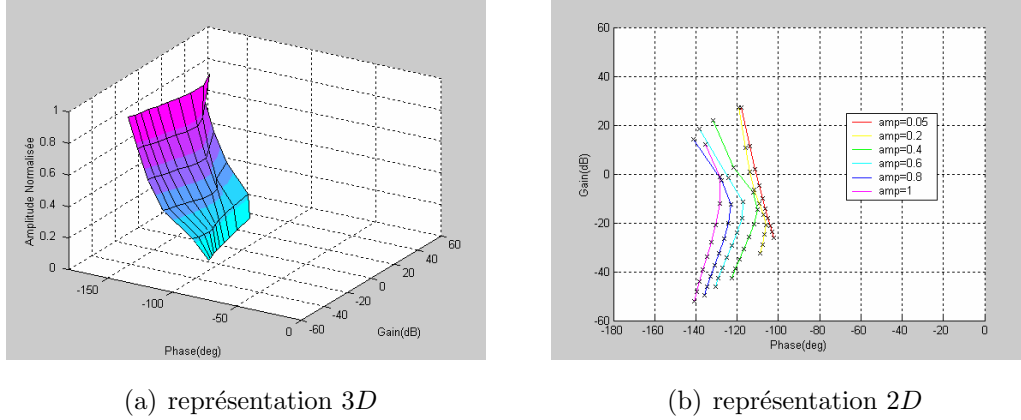


FIG. 5.14 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par les plans d'expériences pour un critère défini au moyen du gabarit vertical

Il apparaît alors que les tracés des lieux de transfert en boucle ouverte correspondant aux différentes amplitudes sont répartis de part et d'autre de la verticale à -120° dans le plan de Black avec, pour chacune, des variations en termes de "verticalité" ne dépassant pas 20° . Ces résultats peuvent être éclairés en présentant les réglages des paramètres donnés par les plans d'expériences lorsque le critère étudié est, d'une part la marge de phase seule, et d'autre part la verticalité seule. Les tracés fréquentiels correspondants sont donnés figure 5.15.

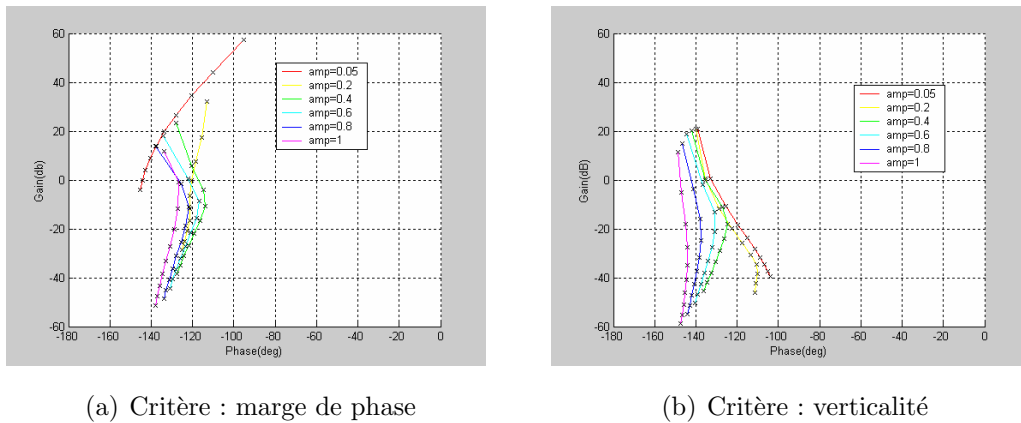


FIG. 5.15 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par les plans d'expériences

Pour le critère de marge de phase seul, figure 5.15(a), les faibles amplitudes pénalisent le critère mais les marges de phase des autres réponses sont très proches de la valeur de référence. La valeur de la désirabilité correspondante est $d1 = 0.854$. Pour le critère de verticalité seul, figure 5.15(b), la réponse pour les faibles amplitudes ne pénalise pas autant le critère avec des tracés assez verticaux avec une variation de 15° sur la plage de pulsation considérée mais au prix d'une dégradation

de la marge de phase autour de 40° au lieu des 60° initialement désirés. La valeur de la désirabilité correspondante est $d2 = 0.397$. Ainsi, en considérant le critère composite global associé au gabarit vertical et à travers la notion de désirabilité, un compromis a été atteint entre les deux critères composant le gabarit.

Cependant, le réglage obtenu est fortement tributaire des niveaux imposés lors de la mise en oeuvre de la table d'expériences. Cette procédure donne donc un premier résultat d'optimisation en un nombre réduit d'essais. Pour l'améliorer, il est alors possible d'injecter ce résultat dans un algorithme d'optimisation local. L'utilisation de l'algorithme de type Hook and Jeeve présenté en annexe B conduit alors aux réponses fréquentielles, dans le plan de Black, tracées figure 5.16.

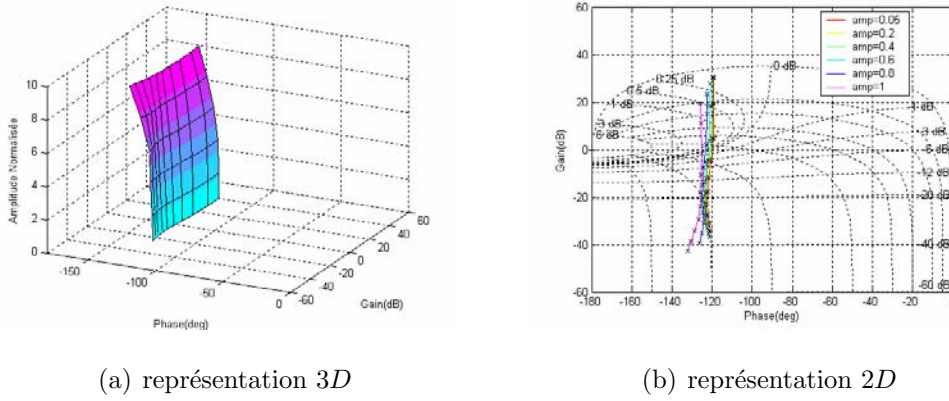


FIG. 5.16 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par l'algorithme d'optimisation

Les valeurs des désirabilités composite et élémentaires correspondantes sont données dans 5.37 :

$$\begin{cases} D = 0.5886 \\ d1 = 0.785 \\ d2 = 0.441 \end{cases} \quad (5.38)$$

À l'issue de cette phase d'optimisation, très gourmande en nombres d'essais et nécessitant un temps de calcul très important, la désirabilité globale a bien été améliorée, équation 5.38, notamment du fait du regroupement de la réponse pour les faibles amplitudes avec les autres réponses. La variation de la marge de phase pour les différentes amplitudes n'est alors plus que de 5 degrés et de 7 degrés pour la verticalité, améliorant ainsi de façon remarquable le résultat donné par les plans. L'algorithme d'optimisation joue donc bien son rôle et permet d'affiner le réglage des paramètres du contrôleur flou à partir de la solution donnée par les plans d'expériences.

La méthodologie présentée peut également être mise en oeuvre pour réaliser le réglage du correcteur flou en prenant en considération des critères supplémentaires.

En ajoutant des désirabilités élémentaires au critère composite global et en jouant sur les pondérations des différentes composantes, les propriétés du lieu de transfert en boucle ouverte du système peuvent être modifiées. A titre d'exemple, les critères de marge de module et de marge de retard vont être utilisés par la suite et mis en oeuvre au moyen de l'algorithme d'optimisation.

Dans un premier exemple, le critère de la marge de module est pris en compte. Usuellement, une marge de module de l'ordre de 0.5 est choisie. Cependant, la marge de module permet également d'imposer une marge de phase minimale. Il est donc possible de choisir la valeur de la marge de module en fonction des objectifs pour la marge de phase. Ainsi, pour une marge de phase de 60 degrés, une marge minimale de 50 degrés peut être assurée en fixant judicieusement les valeurs plancher et cible pour la désirabilité élémentaire de ce nouveau critère. La procédure de réglage conduit alors aux résultats présentés figure 5.17.

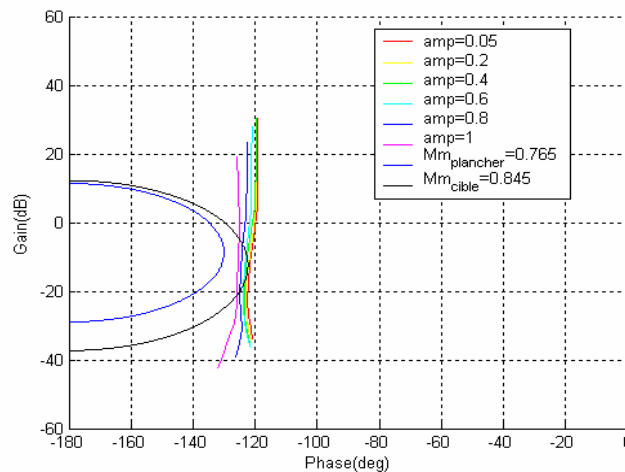


FIG. 5.17 – Prise en compte de la marge de module lors du réglage du correcteur flou

Le domaine de tolérance pour la marge de module se situe alors dans la zone encadrée par le tracé des deux marges de module. Le fait que certaines des réponses pour une amplitude donnée se situent à l'intérieur de la zone définie par la valeur cible de la marge de module n'est pas très pénalisant pour le critère, du fait de la valeur de ri qui est définie très petite devant 1 ($ri = 0.1$), pour cette désirabilité élémentaire. Par ce moyen, une certaine robustesse par rapport aux erreurs de modèle est ainsi assurée notamment pour des erreurs plus conséquentes que les 6dB classiques.

La marge de retard est maintenant introduite dans le critère composite tout en attachant de l'importance aux critères de verticalité et de marge de phase. Il faut alors mettre en oeuvre ces trois critères en choisissant des facteurs de pondération

judicieux conduisant au résultat recherché, c'est-à-dire de conserver une réponse verticale dans Black tout en fixant la pulsation désirée à $0dB$. Le réglage initial consiste en la solution donnée par l'algorithme pour un critère composé uniquement de la verticalité et de la marge de phase. Ces deux désirabilités élémentaires se voient alors allouer des coefficients de pondérations ω_i d'une valeur de 1 pour éviter de s'éloigner de la forme du gabarit vertical déjà obtenue. Le coefficient de pondération de la marge de retard va alors être fixé à 3 afin de favoriser cette désirabilité par rapport aux deux autres. En effet, les deux autres critères possédant déjà une bonne réponse, il s'agit de régler le nouveau facteur sans trop détériorer ceux-ci. Soit d_3 la désirabilité élémentaire associée à la marge de retard, il vient alors :

$$D = \sqrt[5]{d_1 \times d_2 \times d_3^3} \quad (5.39)$$

Un tel choix de critères permet d'aboutir aux lieux en boucle ouverte dans le plan de Black, tracés figure 5.18.

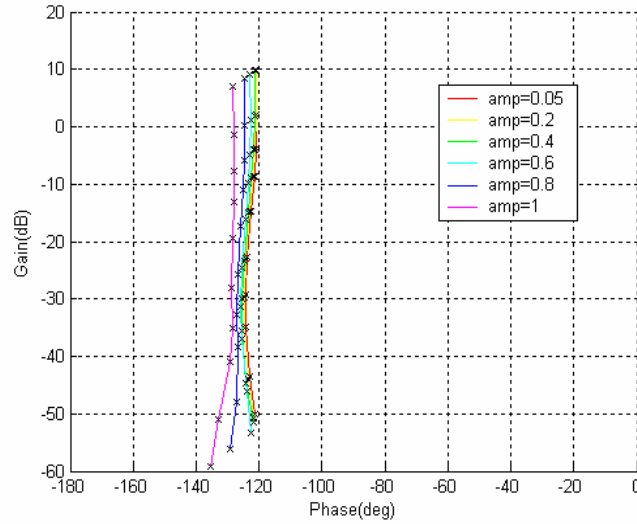


FIG. 5.18 – Prise en compte de la marge de retard lors du réglage du correcteur flou

Les valeurs des désirabilités composite et élémentaires correspondantes sont données dans 5.40 :

$$\begin{cases} d_1 = 0.742 \\ d_2 = 0.426 \\ d_3 = 0.548 \end{cases} \quad (5.40)$$

Il apparaît ici que la qualité des critères relatifs à la verticalité et à la marge de phase a été détériorée au profit de la marge de retard. En effet, il n'y a plus qu'une

variation de $2dB$ autour de la pulsation à $0dB$ choisie, soit une amélioration de l'ordre de 50% de ce critère.

Outre la possibilité d'augmenter le nombre de critères pris en compte, ces deux exemples permettent également d'illustrer la difficulté à trouver les coefficients adéquats dans la mise en oeuvre de la désirabilité composite, intégrant plusieurs désirabilités élémentaires, toutes différentes entre elles. Les valeurs cibles et plancher jouent elles aussi un rôle important.

En effet, si l'intervalle pour l'une des désirabilités élémentaires est important par rapport aux autres désirabilités, il faudra ajuster les coefficients ri ou augmenter la pondération pour que la désirabilité globale soit sensible à ce paramètre.

Cette étude ayant montré que la méthodologie des plans d'expériences associée à l'utilisation d'un algorithme d'optimisation local peut donner des résultats intéressants pour le réglage fréquentiel de correcteur à base de logique floue, cette procédure va être mise en oeuvre sur le processus réel qu'est le hacheur dévolteur à mode courant, [Fau04].

5.6.2 Application au système expérimental

Commandant le modèle du système expérimental sous Matlab/Simulink, une nouvelle initialisation des niveaux de chacun des facteurs doit être réalisée. Le choix des niveaux pour les différents paramètres va alors être réalisé comme suit :

- la valeur du gain de normalisation sur l'erreur étant fixée, les valeurs de référence respectivement pour le gain de normalisation sur la dérivée de l'erreur, $gdem$, et le gain de dénormalisation gm vont être définies à partir des formules des réglages pré-établis robustes, paragraphe 1.3.5,
- les positions des fonctions d'appartenance mobiles, aussi bien en entrée qu'en sortie, vont être positionnées de façon à recouvrir leur univers du discours comme indiqué dans la table 5.5.

Facteur	PSe	PVSe	PSde	PVSde	PSs	PVSs	gdem	gm
Niveau 1	0.28	0.1	0.5	0.1	0.6	0.1	10	20
Niveau 2	0.8	0.18	0.7	0.21	0.8	0.28	30	50

TAB. 5.5 – Niveaux des facteurs pour le réglage fréquentiel

Prenant comme objectif le critère composite présenté dans les sections précédentes, la méthodologie des plans d'expériences conduit alors au réglage optimal donné table 5.6.

Facteur	PSe	PVSe	PSde	PVSde	PSs	PVSs	gdem	gm	Ki
Valeur	0.8	0.18	0.5	0.21	0.6	0.1	30	10	40

TAB. 5.6 – Paramètres du contrôleur flou à l'issue du réglage par les plans d'expériences

Du point de vue du réglage, il est à noter que les effets des différents facteurs ont des valeurs proches les unes des autres et leurs interactions ont des influences proches de celles des facteurs seuls. De plus, la définition de niveaux différents des facteurs, pour la même étude, montre qu'il est possible d'obtenir un résultat équivalent pour des valeurs distinctes des paramètres. La définition du critère optimal au sens des plans est donc très sensible ici à la définition des niveaux de chacun des facteurs.

Afin d'améliorer le réglage proposé à l'issue de la méthodologie des plans d'expériences, l'algorithme d'optimisation géométrique local de type Hook and Jeeve (annexe 2) est mis en oeuvre. L'objectif est alors de converger vers un réglage optimal tout en abandonnant les incertitudes liées aux effets des facteurs donnés par les plans. L'algorithme est initialisé par le réglage obtenu à l'issue de la méthodologie des plans et aboutit au réglage donné table 5.7.

Facteur	PSe	PVSe	PSde	PVSde	PSs	PVSs	gdem	gm	Ki
Valeur	0.8	0.184	0.57	0.21	0.6	0.1	40	11	40

TAB. 5.7 – Réglage du contrôleur flou donné par l'algorithme d'optimisation

Le tracé des lieux en boucle ouverte pour différentes amplitudes dans le plan de Black est alors donné figure 5.19 d'une part et dans le plan de Bode figure 5.20 d'autre part.

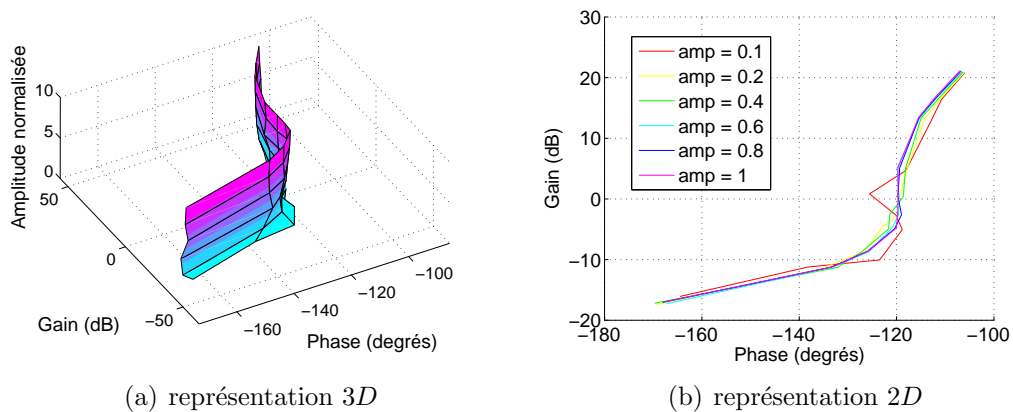


FIG. 5.19 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par l'algorithme d'optimisation

Il apparaît ici que les tracés pour les différentes amplitudes sont relativement bien "collés" au gabarit vertical retenu comme critère et assurant une marge de phase de 60° .

La robustesse étant souhaitée par rapport à des variations paramétriques, la figure présente les tracés en boucle ouverte pour différentes valeurs de la résistance de sortie.

Il apparaît ici que la caractérisation fréquentielle du système pour différentes valeurs de la résistance de sortie conduit à des tracés en boucle ouverte s'éloignant

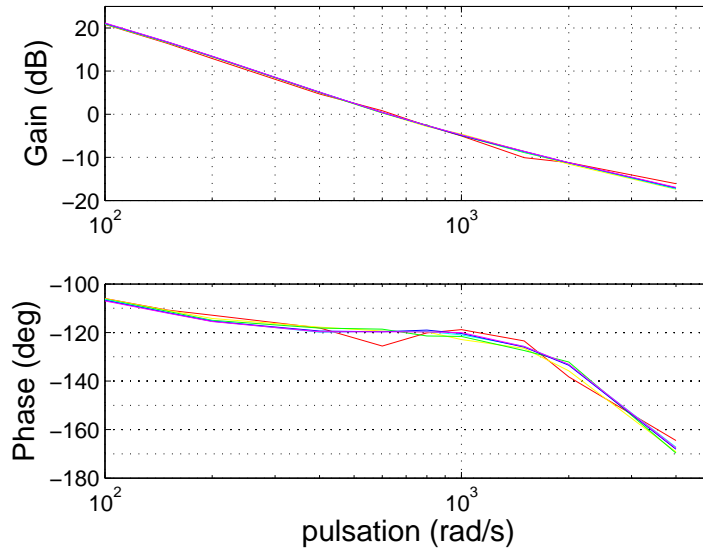


FIG. 5.20 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans Bode pour les réglages donnés par l’algorithme d’optimisation

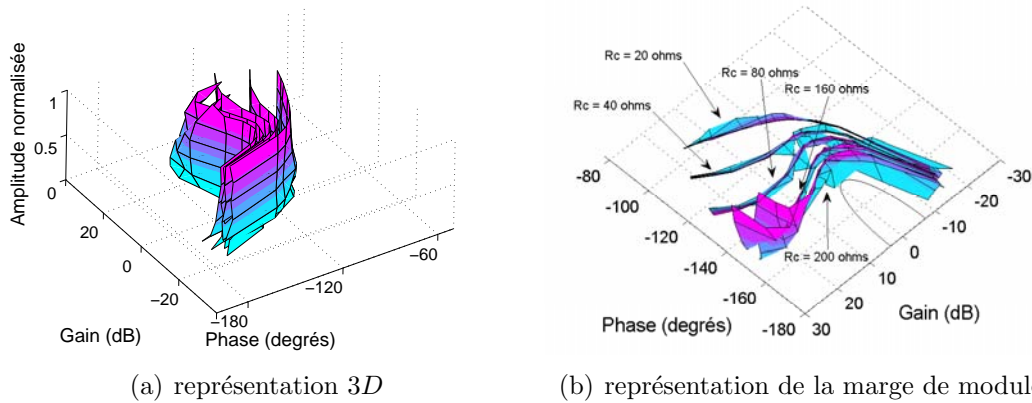


FIG. 5.21 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour les réglages donnés par l’algorithme d’optimisation et pour différentes valeurs de la résistance de sortie

plus que précédemment du gabarit vertical désiré. Ceci s’explique par le fait qu’une variation de la résistance modifie très sensiblement non seulement le gain du système, mais aussi sa constante de temps en se référant à l’équation 5.3 correspondant au fonctionnement en mode continu d’un facteur 20. En effet, le gabarit vertical ne prend en compte que les variations de gain. Pour répondre à de telles exigences, il faudrait alors modifier le gabarit utilisé comme critère et peut être se rapprocher des gabarits des commandes CRONE de génération 3 ou des domaines d’incertitudes paramétriques proposés par Horowitz ([Hor72]). Cependant, une marge de module conséquente est tout de même assurée, d’une valeur de 0.55.

D'autre part, il est intéressant de visualiser le comportement temporel du système pour les réglages proposés et soumis au même cycle de test appliqué aux réglages pré-établis robustes ([His98a]). Ainsi, la figure 5.22 donne les réponses indicielles pour différentes amplitudes pour un même réglage.

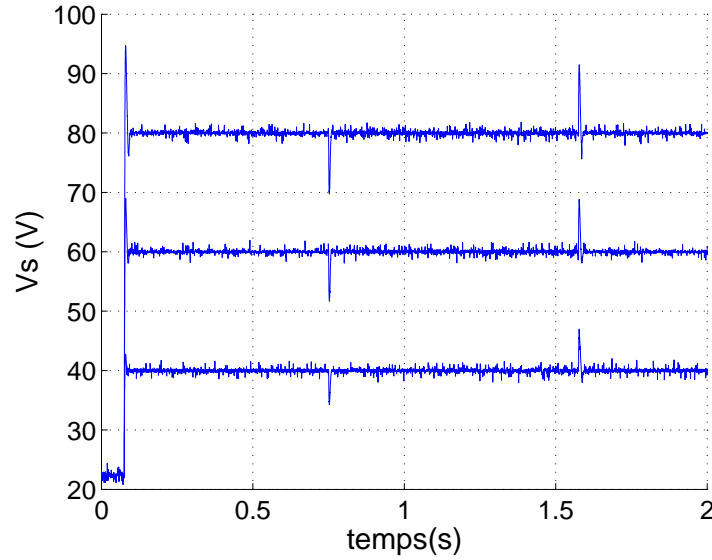


FIG. 5.22 – Réponses indicielles pour les réglages donnés par l'algorithme d'optimisation

Les performances en termes de critères temporels sont ici un peu moins bonnes pour le réglage fréquentiel, donnant tout de même un comportement plutôt correct en temporel.

5.7 Comparaison des différents réglages

À des fins de comparaison, les différents réglages proposés dans ce chapitre vont être comparés avec les performances apportées par un correcteur PI linéaire réglé par la méthode de l'optimum symétrique à une marge de phase de 60 degrés pour une charge de 40Ω . L'identification au moyen de l'essai indiciel déjà utilisée dans le cadre de la mise en œuvre des réglages robustes permet la définition des valeurs des paramètres de la commande. La fonction de transfert du correcteur PI, $C_{lin}(p)$ prend la forme décrite équation 5.41.

$$C_{lin}(p) = K_{lin} \cdot \frac{1 + \tau_i \cdot p}{\tau_i \cdot p} \quad (5.41)$$

Les valeurs des coefficients sont donnés table 5.8.

Ce réglage conduit alors aux résultats fréquentiels en boucle ouverte pour différentes amplitudes en entrée autour d'un point de fonctionnement, d'une part dans le plan de Black, figure 5.23, et d'autre part dans le plan de Bode, figure 5.24.

Facteur	K_{lin}	τ_i
Valeur	0.1081	0.0035

TAB. 5.8 – Valeurs des paramètres du PI linéaire réglées par la méthode de l'optimum symétrique

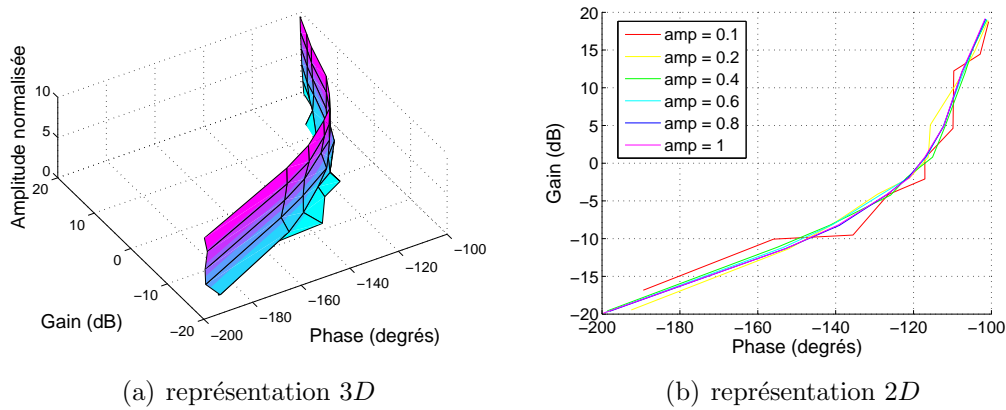


FIG. 5.23 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour le PI linéaire

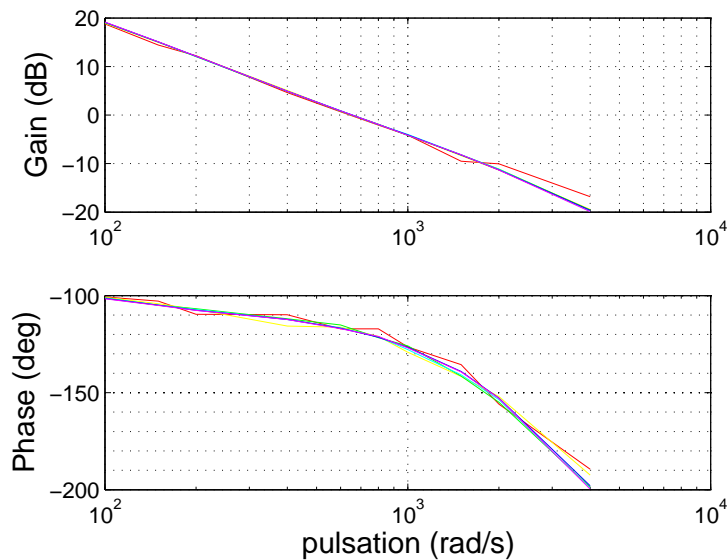


FIG. 5.24 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans Bode pour le PI linéaire pour une résistance en sortie de 40Ω

Le correcteur PI linéaire assure ici une marge de phase de 60 degrés pour la valeur de résistance sélectionnée et pour les différentes amplitudes en entrée. Cependant, à la différence des résultats donnés par le correcteur flou réglé fréquemment, le tracé en boucle ouverte, même s'il est calé sur une marge de phase de 60° , s'éloigne rapidement du gabarit vertical utilisé précédemment comme critère.

Le comportement du système est alors également évalué, figure 5.25, pour différentes valeurs de la résistance en sortie : $R_c \in [20 \ 40 \ 80 \ 160 \ 200]$ correspondant respectivement aux tracés de la droite vers la gauche.

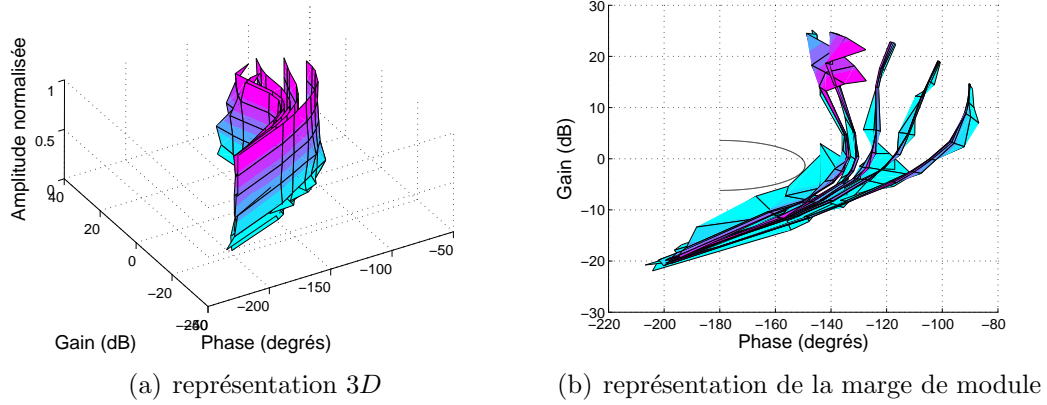


FIG. 5.25 – Lieu de transfert en boucle ouverte dans le plan de Black pour le PI linéaire et pour différentes valeurs de la résistance de sortie

Il apparaît alors que contrairement au correcteur flou réglé au moyen des réglages robustes, [His98a], les tracés en boucle ouverte pour les différentes valeurs de la résistance de charge, figure 5.25, diffèrent les uns des autres. La robustesse par rapport à ces variations n'est donc pas assurée.

Enfin, la figure 5.26 présente le relevé temporel expérimental correspondant à la mise en œuvre de ce correcteur linéaire pour une référence de 60V.

Le correcteur PI linéaire assure donc une marge de phase de 60 degrés pour la valeur de résistance sélectionnée et des performances temporelles moyennes sans présenter de robustesse particulière. Les performances temporelles des différents réglages et commandes sont alors détaillées dans la table 5.9.

Le correcteur flou dit robuste réglé temporellement assure donc les meilleures performances dynamiques pour chacun des critères recensés dans le tableau. Il apparaît alors que le correcteur flou et le correcteur linéaire, tous les deux réglés fréquentiellement, présentent des performances temporelles équivalentes avec un léger avantage au correcteur linéaire au démarrage, et au correcteur flou en régulation. Pour ces deux commandes, les performances temporelles sont subies à la différence du correcteur flou réglé par réglages robustes.

5.8 Limites de la méthodologie proposée

La procédure de réglage proposée a donné de bons résultats pour le réglage du correcteur commandant la fonction de transfert de type passe bas du second

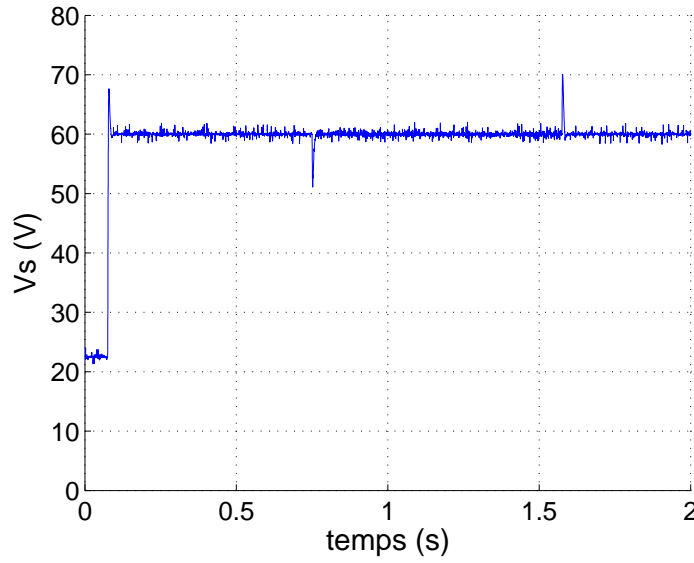


FIG. 5.26 – Réponse indicielle pour le PI linéaire pour un cycle de test $200\Omega - 40\Omega - 200\Omega$

Structure	IAE ($V.s^{-1}$)	Réponse indicielle		Connection de la charge		Déconnection de la charge	
		t_r 5% (ms)	V_s max (V)	t_r 5% (ms)	V_s min (V)	t_r 5% (ms)	V_s max (V)
Correcteur flou réglage robuste (figure 5.7)	0.452	5.6	63.1	5	56.2	5.2	64.3
Correcteur flou réglage fréquentiel (figure 5.22)	0.501	9.1	69.2	6.1	52.2	6.7	68.6
Correcteur PI linéaire (figure 5.26)	0.496	7.9	67.7	6.1	51.1	7.1	70

TAB. 5.9 – Comparaison temporelle des différents correcteurs

ordre. Cependant, l'application sur un système réel possédant des non linéarités est plus délicate à mettre en œuvre. Il apparaît également que l'utilisation d'un algorithme d'optimisation à l'issue des plans d'expériences est presque indispensable afin de se rapprocher des objectifs désirés. Il convient alors également de s'interroger sur la pertinence de l'utilisation de la méthodologie des plans d'expériences pour régler de façon fréquentielle des systèmes complexes réels. En effet, de par leur nature, le traitement de critères fréquentiels n'aboutit pas à obtenir des effets de facteurs influents mais montre plutôt que les effets des facteurs principaux ainsi que leurs interactions ont des influences souvent équivalentes. Une zone d'étude où le comportement du critère a tendance à être linéaire par rapport aux paramètres

considérés est donc difficile à fixer et remet donc en cause l'efficacité des plans pour aboutir à un réglage pertinent. En effet, dans la littérature, [Ous94], les solutions proposées pour le réglage de correcteurs par rapport à des critères fréquentiels passent par l'utilisation d'algorithmes d'optimisation numériques confortant ainsi l'analyse précédente.

De plus, la simplicité du réglage du correcteur flou, recherchée tout au long de nos travaux, est prise en défaut car le calcul des tracés fréquentiels du système en boucle ouverte pour différentes amplitudes et notamment pour les basses fréquences est très important en terme de temps de calcul. Cette méthode est donc délicate à mettre en œuvre pour un gain final, par rapport à d'autres types de correcteurs, qui n'est pas toujours très important.

5.9 Conclusion

Ce chapitre a illustré la possibilité de régler des correcteurs flous par rapport à des critères fréquentiels au moyen de la méthodologie des plans d'expériences. La caractérisation fréquentielle d'un correcteur commandant un système dont la réponse indicielle en boucle ouverte est de type sous amortie et réglé par les réglages pré établis robustes proposés par D.Hissel, [His98a], a montré qu'on retrouvait fréquemment certaines propriétés robustes. La procédure inverse a été mise en œuvre, c'est-à-dire le réglage à partir de critères fréquentiels de ce même correcteur au moyen des plans d'expériences associé à un algorithme d'optimisation pour affiner le réglage proposé. La méthodologie de réglage a été utilisée sur deux systèmes distincts. Une première étude en simulation d'une fonction de transfert du second ordre représentant un système électrotechnique a montré le potentiel de l'approche sur un système simple. Une deuxième étude expérimentale sur un système réel, a montré les difficultés de mise en œuvre de celle-ci ainsi que ses limites tout en apportant des résultats positifs.

Trois correcteurs ont été comparés lors de cette étude :

- un correcteur PID flou réglé temporellement et robuste aux variations paramétriques,
- un correcteur PID flou réglé fréquentiellement,
- un correcteur linéaire de type PI réglé par la méthode de l'optimum symétrique.

Leurs performances relatives sont synthétisées dans la table 5.10.

Le correcteur flou réglé fréquentiellement donne de bons résultats uniquement en cas de variation du gain du système car il a été réglé par rapport à ce critère. Il serait envisageable de considérer un critère fréquentiel plus complet, utilisant un gabarit de type CRONE de génération 3, [Ous94], ou le gabarit proposé dans [Hor72], par exemples, assurant une meilleure robustesse au système et rendant l'approche proposée plus intéressante.

La méthodologie de réglage proposée n'est donc pas véritablement aboutie et

	Correcteur flou réglage robuste	Correcteur flou réglage fréquentiel	Correcteur PI linéaire
performances dynamiques	bonnes	moyennes	moyennes
robustesse pour une variation du gain	moyenne	bonne	moyenne
robustesse pour des variations paramétriques	bonne	moyenne	moyenne

TAB. 5.10 – Performances des différents correcteurs

doit plutôt être considérée comme une perspective de recherche. La méthodologie des plans d'expériences paraît insuffisante pour apporter, seule, des réglages fréquents performants de correcteurs à base de logique floue, et nécessite alors la mise en œuvre d'un algorithme d'optimisation.

Conclusion générale

Les travaux de recherche présentés dans ce document avaient pour but d'approfondir le potentiel de la méthodologie des plans d'expériences en tant qu'outil de réglage des paramètres de commandes à base de logique floue. Ce type de commande est en effet réputé performant mais le nombre élevé de ses paramètres le rend délicat à mettre en œuvre. Les méthodes présentées dans la littérature aboutissant au réglage des commandes floues sont souvent complexes et d'un accès peu facile. c'est sur ce point que les travaux présentés interviennent. L'objectif est d'apporter une méthodologie de réglage simple, accessible à des non spécialistes de l'automatique avancée, permettant de régler en un minimum d'essais une commande à base de logique floue.

Afin de montrer le potentiel de la méthodologie proposée, celle-ci se devait d'être appliquée à différentes problématiques associant des objets de natures distinctes. Les systèmes étudiés peuvent alors être décomposés en deux parties, systèmes dont la réponse indicielle en boucle ouverte est de type sous ou sur amorti. Ces types de systèmes sont réalisés expérimentalement au moyen de structures distinctes de convertisseurs statiques. Pour ces différents types de systèmes, différentes structures de commande non linéaires ont été utilisées, tels des correcteurs de type PID flou ou correcteur par retour d'état flou. Les critères de réglages considérés prennent en compte des considérations temporelles ou fréquentielles pour un réglage mono ou multi objectifs traitant des propriétés entrée/sortie des systèmes étudiés. Les différentes méthodologies de réglage proposées dans les différents chapitres se sont révélées plus ou moins performantes en fonction de l'association d'objet considérée.

Le premier chapitre a présenté la réalisation de commande non linéaire à partir de la notion de logique floue. Il a alors été mis en évidence, comment, à partir d'une structure de commande à base de logique floue, caractérisée notamment par un nombre de paramètres intrinsèques important, il était possible de réduire ce nombre. Il s'agit de fixer judicieusement certains de ceux-ci et d'adopter des choix en termes de forme des fonctions d'appartenance et de mettre en place des symétries. Une présentation des méthodologies de réglage proposées dans la littérature a mis en évidence que celles-ci sont souvent complexes et coûteuses en termes de nombre d'essais à réaliser. Il apparaît alors que la méthodologie des plans d'expériences peut se révéler utile pour régler des dispositifs de type flou par une limitation du nombre d'essais nécessaires.

Le potentiel de la méthodologie des plans d'expériences ayant été souligné, le deuxième chapitre, consacré exclusivement à la présentation de cet outil, a rappelé les clefs permettant de mettre œuvre un plan d'expériences. Deux types de plans ont plus particulièrement été présentés. Tout d'abord, les plans permettant d'étudier les effets des facteurs étudiés sur le critère considéré, au moyen de plans factoriels fractionnaires qui sont faciles à construire ou qui peuvent être trouvés dans la littérature. D'un autre côté, certains plans permettent de modéliser l'évolution du critère considéré sur un domaine expérimental au moyen d'une forme quadratique dont les coefficients sont calculés par la méthode des moindres carrés à partir de quelques relevés expérimentaux. Il est alors possible de retrouver analytiquement l'optimum de la surface étudiée. Le plan présenté, permettant de mettre en œuvre cette méthodologie dite 'surfaces de réponse', est de type composite centré. Il présente l'avantage d'être simple à définir et d'être basé sur une structure de plan factoriel. Des plans d'expériences plus complexes existent, permettant de réduire le nombre d'expériences à effectuer, mais ils sont plus compliqués à mettre en œuvre et nuiraient donc à la simplicité recherchée. Enfin, la mise en œuvre de plans d'expérience est d'autant plus aisée qu'il existe de nombreux logiciels donnant un accès simple pour un non spécialiste. Enfin, la notion de désirabilité a été présentée, outil qui permet de rassembler plusieurs critères de natures différentes en un objectif composite unique permettant de traiter des problématiques multi-critères grâce à la méthodologie des plans d'expériences.

Le troisième chapitre traite de la première association étudiée, un système dont la réponse indicielle en boucle ouverte est de type sous-amorti, réalisé expérimentalement par un convertisseur DC/DC, un hacheur dévolteur commandé en tension. Le critère retenu pour régler les correcteurs étudiés est unique et temporel, considérant l'IAE (Intégrale de la valeur Absolue de l'Erreur), et évalue les performances dynamiques du système. Les correcteurs de type PID étant réputés ne pas être très performants pour commander ce type de systèmes, un correcteur PID linéaire a été mis en œuvre afin de confirmer cette assertion. Une commande par retour d'état linéaire a également été réalisée afin de fournir une base de comparaison avec les correcteurs flous étudiés. Deux structures de commande floues ont été présentées : commande par retour dérivé (transformant la réponse indicielle du système de type sous amorti en type sur amorti) associé à un correcteur PID flou d'une part, et une structure par retour d'état flou d'autre part. Les méthodologies de réglage s'appuient alors sur les plans d'expériences. La structure de commande par retour dérivé ne nécessite que deux essais d'identification indicielle pour régler les coefficients du correcteur au moyen de réglages pré-établis, tout en ayant la possibilité d'améliorer les performances en utilisant les surfaces de réponses. Il est alors possible de régler très rapidement la commande floue à la condition que les caractéristiques du système étudié respectent les conditions de validité des réglages pré-établis proposés. Dans le cas contraire, une étude supplémentaire pour adapter les coefficients est nécessaire. La deuxième structure floue étudiée (retour d'état flou) nécessite un nombre de paramètres plus important que la première afin d'assurer une bonne robustesse par rapport aux variations de la charge. Il est apparu que la méthodologie des plans peinait alors pour régler ce correcteur avec

ces paramètres supplémentaires et l'utilisation d'un algorithme d'optimisation local (dans cette étude de type Hook and Jeeve), plus gourmand en nombre d'essais à réaliser, s'est révélée nécessaire. Les deux commandes floues se sont révélées plus performantes que les correcteurs linéaires présentés. Cependant, la commande par retour d'état floue, nécessitant deux capteurs et plus délicate à régler, est inférieure au correcteur par retour dérivé et correcteur PID flou en termes de robustesse, de performances dynamiques, du nombre de capteurs requis et de facilité de réglage. La commande par retour dérivé et correcteur PID flou paraît donc plus intéressante sur ce type de système.

Dans le quatrième chapitre, un système dont la réponse indicielle en boucle ouverte est de type sur-amorti est étudié pour un objectif temporel multi critères. Le système expérimental étudié à fin de validation est un redresseur à absorption sinusoïdale. Les critères considérés sont les performances dynamiques en sortie (IAE) et le rejet d'harmoniques de courant sur le réseau en entrée (taux de distorsion harmonique). Un correcteur de type PI flou est placé sur la boucle de tension afin d'améliorer les performances globales de l'énergie électrique par rapport à un correcteur PI linéaire. La notion de désirabilité permet de prendre en compte simultanément les propriétés entrée/sortie dans la phase de réglage. La méthodologie des plans d'expériences est appliquée sur site pour régler le correcteur flou. Un plan unique nécessitant seulement 16 expériences est alors mis en œuvre expérimentalement pour étudier les effets des facteurs. Les mesures effectuées sont ensuite traitées en affectant différentes pondérations sur les critères étudiés au moyen de la notion de désirabilité. Il est ainsi possible d'aboutir à 3 réglages différents : le premier permet d'optimiser les performances dynamiques en sortie seules, le deuxième réduit les harmoniques de courant absorbés en entrée et le troisième réglage consiste en un compromis entre les deux propriétés considérées. Les plans d'expériences permettent donc avec une seule mise en œuvre de privilégier telle ou telle propriété ou de réaliser une optimisation simultanée aboutissant à un compromis. Dans un deuxième temps, le jeu de paramètres recherché pour améliorer les performances dynamiques seules est obtenu au moyen de la méthodologie des surfaces de réponses. Le domaine d'étude de cette méthode en terme d'univers du discours des variables étant réduit, l'optimisation de jeu de paramètres ne peut pas être effectuée simultanément pour les deux propriétés, leur optimum se trouvant dans deux régions de l'espace expérimental éloignées l'une de l'autre. Il apparaît cependant qu'à l'issue de la phase d'optimisation, les performances dynamiques sont encore améliorées de 50%. Cette étude illustre donc le potentiel de la méthodologie des plans d'expérience pour le réglage sur site de commandes floues pour un objectif mono ou multi critères.

Le dernier chapitre traite du réglage fréquentiel de systèmes dont la réponse indicielle en boucle ouverte est de type sur-amorti. Cette étude fait suite aux travaux de D.Hissel, [His98a], qui a montré qu'un correcteur de type PID flou réglé au moyen des réglages temporels pré-établis robustes, présentaient également des aspects robustes par rapport à des critères fréquentiels. Le système étant de type passe bas sur-amorti, la méthode de l'analyse au premier harmonique permet de

tracer les réponses fréquentielles en boucle ouverte. Il est alors possible de mettre en œuvre un plan d'expériences visant à régler le système par rapport à des critères fréquents. L'objectif retenu, afin de montrer le potentiel de l'approche, est un gabarit fréquentiel vertical dans le plan de Black assurant une bonne robustesse par rapport aux variations de gain et des marges de module et de retard minimales. La méthode est alors appliquée à deux systèmes : un premier système en simulation constitué d'une fonction de transfert du second ordre, plus facile à régler, et dans un deuxième temps expérimentalement sur un hacheur dévolteur mode courant. L'étude menée en simulation aboutit à des résultats satisfaisants, la réponse fréquentielle en boucle ouverte étant proche du gabarit retenu. Cependant, l'étude sur le système expérimental a montré les limites de la méthodologie proposée. D'une part, les performances restent proches de celles données par un correcteur PI linéaire réglé par la méthode de l'optimum symétrique. D'autre part, la méthodologie des plans aboutit à un réglage médiocre du correcteur par rapport au critère fréquentiel et l'utilisation d'un algorithme d'optimisation est alors nécessaire pour converger vers un jeu de paramètres intéressant. La nécessité d'utiliser un algorithme de réglage est confortée par les éléments proposés dans la littérature, [Ous94], préconisant l'utilisation d'algorithme numérique pour régler des correcteurs par rapport à des considérations fréquentielles. L'approche proposée dans ce chapitre est donc dans ce sens plus prospective que véritablement aboutie.

À travers l'étude des différentes associations d'objets, le potentiel de la méthodologie des plans d'expériences pour régler des commandes à base de logique floue commandant des systèmes du génie électrique a été souligné. Les deux types de plans existant, permettant l'étude des effets des facteurs d'une part et la recherche d'un optimum d'autre part permettent de traiter un nombre important de problématiques. La simplicité de la méthode rend alors l'utilisation des commandes floues accessibles aux non spécialistes d'autant plus que l'existence de logiciels spécifiques dédiés aux plans d'expériences simplifient leur utilisation.

Notre valeur ajoutée se situe notamment :

- dans la définition de méthodes de réglage de commandes floues pour des systèmes sous-amortis,
- dans la mise en évidence de potentialités des surfaces de réponses associées aux plans d'expériences classiques pour l'optimisation locale de commandes floues de systèmes non-linéaires
- dans la mise en œuvre de réglages multi-critères visant à améliorer la qualité électrique globale des systèmes.

Les perspectives à l'issue de ces travaux de thèses sont multiples. Une première approche serait de développer le champ des réglages pré-établis de correcteurs flous commandant des systèmes dont la réponse indicielle est de type sur-amorti en définissant des réglages pré-établis pour des correcteurs flous de type PI. D'un autre côté, une étude ayant pour objectif de comparer plusieurs méthodes d'optimisation des paramètres de commandes à base de logique floue pourraient se révéler intéressante. La mise en œuvre sur site de différentes méthodes, heuristiques ou

stochastiques, dont les performances seraient évaluées en termes de temps d'optimisation (nombre d'essais à réaliser équivalent à un coût) et par rapport à la qualité du réglage permettrait de mettre en perspective sur une même application les résultats apportés par les surfaces de réponses. Concernant le réglage fréquentiel de correcteurs flous, qui apparaît être délicat, la conduite d'une étude visant à établir des relations entre les propriétés temporelles et fréquentielles associées aux correcteurs flous pourrait être constructive pour développer cette approche. Enfin, même si tout au long de nos travaux la méthodologie des plans d'expériences a été mise en œuvre sur des commandes à base de logique floue, il est envisageable d'appliquer cet outil de réglage à d'autres types de commandes non-linéaires.

Annexe A

Tables d'expériences

A.1 Introduction

Cette annexe explicite les différents plans utilisés dans le cadre de nos travaux et donne les éléments nécessaires à leur mise en oeuvre. Deux types de plans sont distingués ici : les plans factoriels fractionnaires pour l'étude des effets des facteurs et les plans composites centrés pour l'étude des surfaces de réponse. Ces deux types de plans sont présentés en détail dans le chapitre 2. Deux plans factoriels fractionnaires ont été utilisés, un plan de type 2_{IV}^{8-4} pour l'étude de 8 facteurs et un plan 2_{IV}^{9-4} pour l'étude de 9 facteurs. Un seul plan composite centré a été utilisé pour obtenir un modèle de 3 variables de l'évolution d'un critère.

A.2 Plans factoriels fractionnaires

Les plans d'expériences décrits dans cette section permettent d'évaluer les effets de facteurs sur un critère en un nombre donné d'essais.

Ces plans sont de type factoriel, ce qui signifie que deux niveaux sont choisis pour chacun des paramètres sélectionnés. La notation de Yates est retenue pour leur définition, conduisant à utiliser des variables centrées réduites. Ainsi, la notation $-$ correspond au niveau bas d'un facteur et la notation $+$ à son niveau haut.

Les plans mis en oeuvre sont fractionnaires, c'est-à-dire que certaines interactions entre les facteurs sont utilisées pour étudier des paramètres supplémentaires, réduisant ainsi le nombre d'essais à réaliser.

Pour chacun des deux plans d'expériences présentés ici, la résolution choisie est de IV , ce qui signifie que les contrastes calculés pour les effets des facteurs seront aliés avec des interactions d'ordre 3 ou plus, qui sont par hypothèses négligeables. L'évaluation des effets des paramètres est donc immédiat avec ce type de plan.

A.2.1 Plan factoriel fractionnaire 2_{IV}^{8-4}

Le plan 2_{IV}^{8-4} présenté permet d'étudier 8 facteurs avec un plan complet de base à 4 facteurs (1, 2, 3 et 4) et en utilisant 4 interactions pour étudier les facteurs supplémentaires (5, 6, 7, 8) pour un nombre total de 16 essais à mener.

Les générateurs d'aliases indépendants définissant le plan sont donnés équation A.1 :

$$I = 2345 = 1346 = 1237 = 1248 \quad (\text{A.1})$$

Les générateurs d'aliases explicitent les interactions utilisées pour étudier les facteurs 5, 6, 7 et 8 :

$$\left\{ \begin{array}{l} 5 = 234 \\ 6 = 134 \\ 7 = 123 \\ 8 = 124 \end{array} \right. \quad (\text{A.2})$$

Le choix des générateurs précédents (A.1) mène à l'ensemble de générateurs d'aliases suivant :

$$\begin{aligned} I &= 2345 = 1346 = 1237 = 1248 \\ &= 1256 = 1457 = 1358 = 2467 \\ &= 2368 = 3478 = 3567 = 4568 \\ &= 2578 = 1678 = 12345678 \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

La matrice d'expérience correspondante est donnée table A.1. Elle donne les niveaux de chaque paramètre pour chacune des expériences.

En admettant l'hypothèse selon laquelle les interactions d'ordre trois ou supérieur sont négligeables, les contrastes calculés par la méthodologie des plans correspondant correspondent aux effets des facteurs et interactions donnés équation A.4.

Comme illustré par la définition des contrastes, l'inconvénient de ce plan est que l'ensemble des effets des interactions d'ordre 2 sont aliasés. Ceci s'explique par le fait qu'un plan de base à 4 paramètres permet au maximum d'étudier 8 facteurs avec une résolution IV . Cependant, utiliser un plan de résolution V serait beaucoup plus gourmand en termes d'essais à réaliser. Ce choix est donc le résultat d'un compromis entre précision et nombres d'expériences. La détermination des effets des interactions d'ordre 2 est alors susceptible de nécessiter la réalisation d'essais supplémentaires.

Numéro de l'essai	Facteur 1	Facteur 2	Facteur 3	Facteur 4	Facteur 5 = 234	Facteur 6 = 134	Facteur 7 = 123	Facteur 8 = 124
1	-	-	-	-	-	-	-	-
2	+	-	-	-	-	+	+	+
3	-	+	-	-	+	-	+	+
4	+	+	-	-	+	+	-	-
5	-	-	+	-	+	+	+	-
6	+	-	+	-	+	-	-	+
7	-	+	+	-	-	+	-	+
8	+	+	+	-	-	-	+	-
9	-	-	-	+	+	+	-	+
10	+	-	-	+	+	-	+	-
11	-	+	-	+	-	+	+	-
12	+	+	-	+	-	-	-	+
13	-	-	+	+	-	-	+	+
14	+	-	+	+	-	+	-	-
15	-	+	+	+	+	-	-	-
16	+	+	+	+	+	+	+	+

TAB. A.1 – Plan 2^{8-4}

$$\left\{ \begin{array}{l}
 l1= 1 \\
 l2= 2 \\
 l3= 3 \\
 l4= 4 \\
 l5= 5 \\
 l6= 6 \\
 l7= 7 \\
 l8= 8 \\
 l12= 12 + 37 + 48 + 56 \\
 l13= 13 + 27 + 46 + 58 \\
 l14= 14 + 28 + 36 + 57 \\
 l15= 15 + 26 + 38 + 47 \\
 l16= 16 + 25 + 34 + 78 \\
 l17= 17 + 23 + 45 + 68 \\
 l18= 18 + 24 + 35 + 67
 \end{array} \right. \quad (A.4)$$

A.2.2 Plans factoriels fractionnaires 2_{IV}^{9-4}

Le plan 2_{IV}^{9-4} présenté permet d'étudier 9 facteurs avec un plan complet de base à 5 facteurs (1, 2, 3, 4, 5) et en utilisant 4 interactions pour étudier les facteurs supplémentaires (6, 7, 8, 9) pour un nombre total de 32 essais à mener. Étudiant 9 facteurs avec une résolution IV , le nombre minimum d'essais à effectuer est 32. Le plan utilisé, [Bro48], présente l'avantage de ne pas confondre les interactions impliquant les facteurs 1 et 6.

Les générateurs d'aliases indépendants définissant le plan sont donnés équation A.5 :

$$I = 12346 = 2357 = 2458 = 3459 \quad (\text{A.5})$$

Les générateurs d'aliases explicitent les interactions utilisées pour étudier les facteurs 6, 7, 8 et 9 :

$$\begin{cases} 6 = 1234 \\ 7 = 235 \\ 8 = 245 \\ 9 = 345 \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Le choix des générateurs précédents (A.1) mène à l'ensemble de générateurs d'aliases suivant :

$$\begin{aligned} I &= 2357 = 2389 = 2458 = 2479 \\ &= 3459 = 3478 = 5789 = 12346 \\ &= 12569 = 12678 = 13568 = 13579 \\ &= 14567 = 14689 = 123456789 \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

La matrice d'expériences correspondant au choix des générateurs d'aliases indépendants est donnée table A.2. Le sigle *Fi* signifie *Facteur i*.

En admettant l'hypothèse selon laquelle les interactions d'ordre trois ou supérieur sont négligeables, les contrastes calculés par la méthodologie des plans correspondant correspondent aux effets des facteurs et interactions donnés équation A.8. Il apparaît alors que les effets des interactions d'ordre 2 comprenant les facteurs 1 et 6 ne sont pas aliasés. Il peut alors s'avérer judicieux de choisir soigneusement les paramètres associés aux facteurs 1 et 6 : si l'expertise sur le système est suffisante pour prévoir quels sont les facteurs qui sont prédominants, il est intéressant de les associer à $F1$ et $F6$.

Numéro de l'essai	F 1	F 2	F 3	F 4	F 5	F 6 = 1234	F 7 = 235	F 8 = 245	F 9 = 345
1	-	-	-	-	-	+	-	-	-
2	+	-	-	-	-	-	-	-	-
3	-	+	-	-	-	-	+	+	-
4	+	+	-	-	-	+	+	+	-
5	-	-	+	-	-	-	+	-	+
6	+	-	+	-	-	+	+	-	+
7	-	+	+	-	-	+	-	+	+
8	+	+	+	-	-	-	-	+	+
9	-	-	-	+	-	-	-	+	+
10	+	-	-	+	-	+	-	+	+
11	-	+	-	+	-	+	+	-	+
12	+	+	-	+	-	-	+	-	+
13	-	-	+	+	-	+	+	+	-
14	+	-	+	+	-	-	+	+	-
15	-	+	+	+	-	-	-	-	-
16	+	+	+	+	-	+	-	-	-
17	-	-	-	-	+	+	+	+	+
18	+	-	-	-	+	-	+	+	+
19	-	+	-	-	+	-	-	-	+
20	+	+	-	-	+	+	-	-	+
21	-	-	+	-	+	-	-	+	-
22	+	-	+	-	+	+	-	+	-
23	-	+	+	-	+	+	+	-	-
24	+	+	+	-	+	-	+	-	-
25	-	-	-	+	+	-	+	-	-
26	+	-	-	+	+	+	+	-	-
27	-	+	-	+	+	+	-	+	-
28	+	+	-	+	+	-	-	+	-
29	-	-	+	+	+	+	-	-	+
30	+	-	+	+	+	-	-	-	+
31	-	+	+	+	+	-	+	+	+
32	+	+	+	+	+	+	+	+	+

TAB. A.2 – Plan 2^{9-4}

$$\left\{ \begin{array}{l}
 l1= 1 \\
 l2= 2 \\
 l3= 3 \\
 l4= 4 \\
 l5= 5 \\
 l6= 6 \\
 l7= 7 \\
 l8= 8 \\
 l9= 9 \\
 l12= 12 \\
 l13= 13 \\
 l14= 14 \\
 l15= 15 \\
 l16= 16 \\
 l17= 17 \\
 l18= 18 \\
 l19= 19 \\
 l26= 26 \\
 l36= 36 \\
 l46= 46 \\
 l56= 56 \\
 l67= 67 \\
 l68= 68 \\
 l69= 69 \\
 l23= 23 + 57 + 89 \\
 l24= 24 + 79 + 58 \\
 l34= 34 + 59 + 78 \\
 l25= 25 + 37 + 48 \\
 l35= 35 + 27 + 49 \\
 l45= 45 + 39 + 28 \\
 l47= 47 + 29 + 38
 \end{array} \right. \quad (A.8)$$

A.3 Surfaces de réponse

La présente section présente le plan d'expériences utilisé au cours de nos travaux pour mettre en oeuvre la méthodologie des surfaces de réponse. Le plan utilisé est un plan composite centré permettant de modéliser l'évolution d'un critère au moyen d'une forme quadratique analytique prenant en considérations 3 paramètres. Il est alors possible de trouver facilement l'optimum recherché de la surface modélisée.

Soit β le vecteur des coefficients du modèle analytique recherché. Il est défini par :

$$\beta = \begin{pmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \\ \beta_{11} \\ \beta_{22} \\ \beta_{33} \\ \beta_{12} \\ \beta_{13} \\ \beta_{23} \end{pmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Posant x_1 , x_2 et x_3 les 3 variables étudiées, l'équation du modèle est donnée équation A.10.

$$\eta = \beta_0 + \sum_{i=1}^3 \beta_i \cdot x_i + \sum_{i=1}^3 \beta_{ii} \cdot x_i^2 + \sum_{i=1}^2 \left(\sum_{j=i+1}^3 \beta_{ij} \cdot x_i \cdot x_j \right) \quad (\text{A.10})$$

La mise en oeuvre du plan permettant de définir le vecteur des coefficients du modèle, β , passe alors par la définition de 5 niveaux par facteur étudié et conduit à la table d'expériences donnée table A.11, en utilisant la notation de Yates (variables centrées réduites).

$$\xi = \begin{pmatrix} -1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 \\ -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 \\ -1 & -1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 \\ -1 & +1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 \\ +\alpha & 0 & 0 \\ -\alpha & 0 & 0 \\ 0 & +\alpha & 0 \\ 0 & -\alpha & 0 \\ 0 & 0 & +\alpha \\ 0 & 0 & -\alpha \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.11})$$

La dernière ligne de la table A.11 correspond à un essai au centre du domaine expérimental considéré, qui devra être répété n_0 fois afin d'assurer certaines propriétés à la matrice d'expériences. Pour que celle-ci respecte la condition de précision uniforme, assurant une variance quasi constante à l'intérieur du domaine expérimental, les paramètres α et n_0 doivent prendre des valeurs particulières données en A.12, [Lou05].

$$\begin{cases} \alpha = 1.682 \\ n_0 = 6 \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

En notant Y le vecteur des réponses mesurées pour chaque essai et en définissant la matrice du modèle, X , table A.13, l'estimation du vecteur des coefficients du modèle, $\hat{\beta}$, est obtenue au moyen de la relation A.14.

$$X = \begin{pmatrix} +1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & +1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & +\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & -\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & +\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & -\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 & +\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 & -\alpha & 0 & 0 & +\alpha^2 & 0 & 0 & 0 \\ +1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$\hat{\beta} = ({}^t X X)^{-1} . ({}^t X) . Y \quad (\text{A.14})$$

Cette relation reposant sur la méthode des moindres carrés donne alors une forme analytique de la surface de réponse étudiée. Cette méthode est utilisée dans les sections 3.4.6 et 4.5.

A.4 Conclusion

Les différentes tables présentées dans cette annexe donnent les éléments essentiels pour la mise en œuvre rapide des différents plans d'expériences proposés et utilisés au cours de nos travaux.

Annexe B

Algorithme d'optimisation local géométrique

B.1 Introduction

Dans le chapitre 2, la méthodologie des surfaces de réponse, permettant de modéliser au moyen d'une forme quadratique l'évolution d'un critère et répondant ainsi à une problématique de recherche d'un optimum dans un domaine expérimental bien défini, a été présentée. Une autre solution consiste à utiliser un algorithme d'optimisation local pour explorer ce même domaine. Cette annexe présente dans ce sens un algorithme d'optimisation local géométrique, basé sur l'algorithme de Hook and Jeeve. Cette méthode heuristique permet alors de proposer une autre solution avec ses propres avantages et inconvénients.

B.2 Algorithme d'optimisation

L'algorithme d'optimisation retenu est basé sur celui de Hook and Jeeve, [Sch95], qui consiste à effectuer une exploration géométrique du domaine en privilégiant une direction de recherche particulière (équivalent à l'étude des effets des facteurs par les plans). L'avantage de celui-ci est qu'il ne requiert pas le calcul de la dérivée du critère par rapport au paramètre. Il n'est cependant pas possible de garantir que le résultat donné par l'algorithme correspond bien à l'optimum local. Son principal inconvénient réside dans le nombre élevé d'essais à réaliser.

Cet algorithme repose sur deux types de mouvements différents :

- un mouvement exploratoire définissant une direction de descente minimisant le critère,
- un mouvement d'extrapolation dans cette direction de descente.

La stratégie de la méthode est illustrée figure B.1 et l'organigramme est donné figure B.2. Le critère est tout d'abord calculé pour le vecteur de paramètres initial. Dans un second temps, la direction de descente est recherchée. Pour ce faire, on

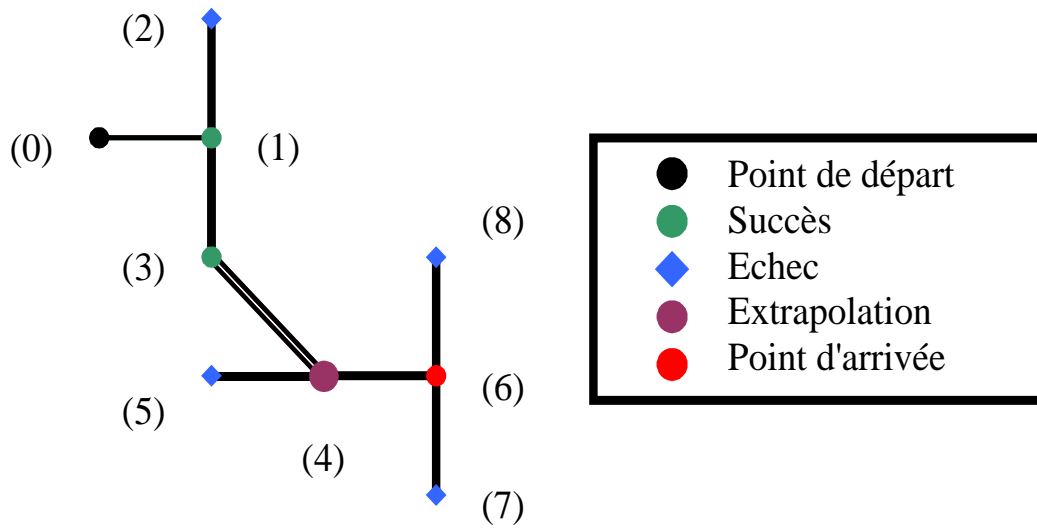


FIG. B.1 – Principe de l'algorithme

fait varier un paramètre à chaque itération pour un pas de calcul donné de part et d'autre de sa valeur initiale. Si un échec est obtenu sur l'ensemble des paramètres, les pas d'exploration sur chacun des paramètres sont diminués et on recommence l'exploration. Par contre, dans le cas d'une amélioration du critère, une extrapolation suivant un vecteur de direction donnée par le segment composé du point de référence et du point améliorant le critère, de norme double de celle du segment et de sens la direction de la descente (vers l'amélioration du critère) est effectuée. Si la valeur du critère en ce point d'extrapolation est meilleure, celui-ci devient la nouvelle référence pour effectuer une nouvelle exploration. L'algorithme s'arrête lorsque le pas de calcul a atteint le pas minimum fixé.

Cet algorithme peut aussi bien fonctionner en ligne ou hors ligne. La possibilité de contraindre l'évolution de certains paramètres permet de contrôler leur évolution. Il est ainsi possible d'éviter des zones d'instabilité des paramètres de la commande étudiée.

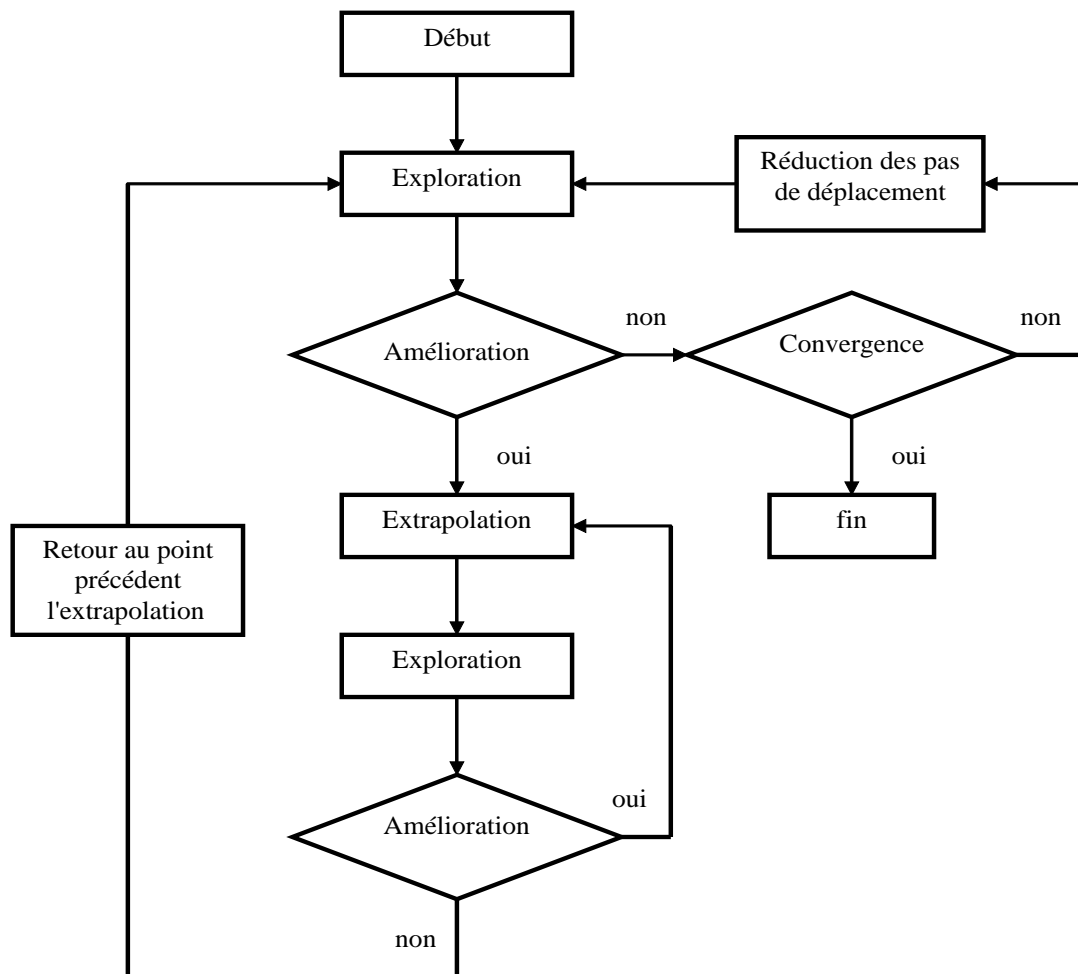


FIG. B.2 – Organigramme de l'algorithme

Bibliographie

- [205] C. . . 2, « Compatibilité électromagnétique : limite pour les émissions de courant harmonique (courant appelé pour les appareils ≤ 16 a par phase) », 2005.
- [Abr70] M. Abramowitz et I. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, M. Abramowitz and I.A. Stegun, 1970.
- [AFN89] AFNOR, « Fd x 06-080, application de la statistique, plan d'expériences, vocabulaire et indications générales », 1989.
- [Ale03] D. Alejo, *Contribution à l'étude de la commande des systèmes électriques par commutation et fusion d'algorithmes*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [ARA94] ARAGO, *Logique Floue*, Masson, 1994.
- [Atk92] A. Atkinson et A. Donev, *Optimum Experimental Designs*, Oxford Science Publications, 1992.
- [Aza98] F. Azam et H. VaniLandingham, « A generalized fuzzy adaptive control method », *IEEE Transaction on Indutrial Electronics*, pp. 2083–2088, 1998.
- [Bar95] F. Barrero, E. Galvan et D. Grenier, « Fuzzy self tuning system for induction motor controllers », *EPE'95, Proc. of 6th European Conference on Power Electronics and Applications*, 1995.
- [Büh94] H. Bühler, *Réglages par logique floue*, Presses polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [Bim02] K. Bimal, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, 2002.
- [Bül86] H. Bülher, *Réglages échantillonnés, Traitement par la transformation en z, VOL. 1*, Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [Bül93] H. Bülher, *Réglages échantillonnés, Traitement dans l'espace d'état, VOL. 2*, Presses Polytechniques Romandes, 1993.
- [BM98] B. Bouchon-Meunier, L. Foulloy et M. Ramdani, *Logique Floue*, Editions Cépaduès, 1998.
- [Bor98] P. Borne, J. Rozinoer, J.-Y. Dieulot et L. Dubois, *Introduction à la commande Floue*, Editions Technip, 1998.
- [Bro48] K. Brownlee, P. Kelly et P. Loraine, « Fractional replication arrangements for factorial experiments with factors at two levels », *Biometrika*, pp. 268–276, 1948.

- [Bro56] V. Broïda, *Automatisme, Régulation automatique, Servomécanismes*, Dunod, 1956.
- [Car99] P. Carbonell, G. Garcera et G. Hilario, « Fuzzy gain scheduling control of switch-mode dc/dc converters », *ISIE'99*, pp. 403–407, 1999.
- [Chu99] H. Chung, E. Tam et S. Hui, « Development of a fuzzy logic controller for boost rectifier with active power factor correction », *PESC*, vol. 1, pp. 149–154, 1999.
- [Der80] G. Derringer et R. Suich, « Simultaneous optimization of several response variables », *Journal of Quality Technology*, vol. 12, pp. 214–219, 1980.
- [Der94] G. Derringer, « A balancing act : Optimizing a product's properties », *Quality Progress*, pp. 51–58, 1994.
- [Dey99] A. Dey et R. Mukerjee, *Fractional Factorial Plans*, Wiley, 1999.
- [Dod04] Y. Dodge et V. Rousson, *Analyse de régression appliquée*, Dunod, 2004.
- [Dor83] R. Dorf, *Modern Control of Systems, Third edition*, Addison Wesley, 1983.
- [Dra63] N. Draper, « "ridge analysis" of responses surfaces », *Technometrics*, vol. 5, pp. 469–479, 1963.
- [Dra81] N. Draper et H. Smith, *Applied regression analysis*, Wiley, Ed. New-York, 1981.
- [Dri93] D. Driankov, H. Hellendoorn et M. Reinfrank, *An Introduction to Fuzzy Control*, Springer-Verlag, 1993.
- [Dro92] J. Driesbeke et J. Fine, *Plans d'Expériences, application à l'entreprise*, Gilbert Saporta, 1992.
- [Eke01] P. Ekel, L. Terra, M. Junges et F. Oliveira, « Fuzzy logic in voltage and reactive power control in regulated and deregulated environments », *Proc. IEEE/PES Transmission Distribution Conf*, vol. 1, pp. 85–90, 2001.
- [Fad99] M. Fadel, « commande pour une alimentation ac/dc à absorption de courant sinusoïdal », *3EI*, 1999.
- [Fau04] J. Faucher, P. Maussion et J. Faucher, « A contribution to frequency domain tuning for fuzzy control », *IEEE-ISIE : International Symposium on Industrial Electronics*, 2004.
- [Fau05a] J. Faucher et P. Maussion, « A new fuzzy state feedback controller tuning method for dc/dc converter », *EPE : 11th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005.
- [Fau05b] J. Faucher et P. Maussion, « A new shaping method for fuzzy state feedback tuning on a power converter », *IEEE-ISIE : International Symposium on Industrial Electronics*, 2005.
- [Fau05c] J. Faucher et P. Maussion, « Pre established settings for fuzzy controller tuning on under-damped systems », *Electrimacs : International conference on modelling and simulation of electrical machines, converters and systems*, 2005.

- [Fau06a] J. Faucher et P. Maussion, « Experimental fuzzy control improvement with surface response methodology for power electronics », *ECON : Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2006.
- [Fau06b] J. Faucher et P. Maussion, « On line electrical quality improvement of a single phase boost rectifier with fuzzy controlle and experimental designs », *EPE PEMC : International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006.
- [Fau06c] J. Faucher et P. Maussion, « Response surface methodology for the tuning of fuzzy controller dedicated to boost rectifier with power factor correction », *IEEE-ISIE : International Symposium on Industrial Electronics*, 2006.
- [Fau06d] J. Faucher, A. Tonero et P. Maussion, « Tuning of a fuzzy controller for a single phase boost rectifier with unity power factor correction by experimental designs », *IFAC Symposium on Information Control Problems in Manufacturing*, 2006.
- [Fer01] J. Ferrieux et F. Forrest, *Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance, 2e édition*, Collection Technologiques, Editions Masson, 2001.
- [Fis25] R. Fisher, *Statistical Methods for Research Workers*, Oliver and Boyd, 1925.
- [Fis35] R. Fisher, *The design of experiments*, Oliver and Boyd, 1935.
- [fra84] M. franklin, « Constructing tables of minimum aberration p^{n-m} designs », *Technometrics*, vol. 26, pp. 225–232, 1984.
- [Fri80] A. Fries et W. Hunter, « minimum aberration 2^{k-p} designs », *Technometrics*, vol. 22, pp. 601–608, 1980.
- [Gal95] S. Galichet et L. Foulloy, « Fuzzy controllers : synthesis ans equivalences », *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol. 3, pp. 140–148, 1995.
- [Gat95] G. Gateau, P. Maussion et J. Faucher, « Investigations on adaptative fuzzy controllers », *IEEE-CCA : Conference on Control Applications*, 1995.
- [Gou98] J. Goupy, *La méthode des plans d'expériences*, Editions Dunod, 1998.
- [Gra93] B. Grabot, L. Geneste et A. Dupeux, « Experimental design, expert system and neural network approaches :comparison for the choice of parameters », *Systems, Man and Cybernetics 'Systems Engineering in the Service of Humans'*, vol. 4, pp. 15–20, 1993.
- [Har65] E. Harrington, « The desirability function », *Industrial Quality Control*, pp. 494–498, 1965.
- [His98a] D. Hissel, *Contribution à la commande de dispositifs électrotechniques par logique floue*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1998.
- [His98b] D. Hissel, P. Maussion et J. Faucher, « On-site tuning contributionthrough experimental designs to fuzzy logic controllers for electrical systems », *Electromotion Journal*, vol. 5, pp. 157–165, 1998.

- [His01] D. Hissel, P. Maussion et J. Faucher, « Fuzzy logic controller for electrotechnical devices - on-site tuning approach », *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 16, pp. 195–208, 2001.
- [Hoe85] R. Hoerl, « Ridge analysis 25 years later », *The American Statistician*, vol. 39, pp. 186–192, 1985.
- [Hof01] F. Hoffmann, C. Chen et J. Tsao, « Evolutionary algorithms for fuzzy control system design », *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, pp. 1318–1333, 2001.
- [Hor72] I. Horowitz et M. Sidi, « Synthesis of feedback systems with large plant ignorance for prescribed time-domain tolerances », *International Journal of Control*, vol. 16, pp. 287–309, 1972.
- [Kan92] H. Kang et G. Vachtsevanos, « Adaptive fuzzy logic control », *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, pp. 407–414, 1992.
- [Khu96] A. Khuri et J. Cornell, *Response Surface, Designs and Analyses*, Marcel Dekker, second edition, 1996.
- [Kim01] D. Kim et S. Rhee, « Design of an optimal fuzzy logic controller using response surface methodology », *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol. 9, pp. 404–412, 2001.
- [Kop00] G. Kopasakis, « Fuzzy current mode, control and stability analysis », 2000.
- [Lad02] P. Ladoux, « Compensateur d’harmoniques et de puissance réactive », *Reselec*, 2002.
- [Lam04] H. Lam et F. Leung, « Fuzzy combination of linear state-feedback and switching controllers », *Electronics Letters*, vol. 40, pp. 410–412, 2004.
- [Lan94] P. Lanusse, *De la commande CRONE première génération à la commande CRONE de troisième génération*, Thèse de doctorat, Université de Bordeaux, 1994.
- [Lec03] L. Leclercq, B. Robyns et J. Grave, « Control based on fuzzy logic of a flywheel energy storage system associated with wind and diesel generators », *Mathematics and Computers in Simulation archive - Special issue : Modelling and simulation of electrical machines, converters and systems*, vol. 63, pp. 271–280, 2003.
- [Lia06] K. Lian, J. Liou et C. Huang, « Lmi based integral fuzzy control of dc-dc converters », *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol. 14, pp. 71–80, 2006.
- [Liu01] B. Liu, C. Chen et J. Tsao, « Design of adaptive fuzzy logic controller based on linguistic-hedge concepts and genetic algorithms », *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol. 31, pp. 32–53, 2001.
- [Lou05] F. Louvet et L. Delplanque, *Les Plans d’Expériences par la méthode Taguchi*, Expérimentique, 2005.
- [Mam75] E. Mamdani et S. Assilian, « An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller », *International Journal of Man-Machine Studies*, vol. 7, pp. 1–13, 1975.

- [Mat95] P. Mattavelli, S. Buso, G. Spiazzi et P. Tenti, « Fuzzy control of power factor preregulators », *Industry Application Conference*, vol. 3, pp. 2678–2685, 1995.
- [Mye95] R. Myers et D. Montgomery, *Response Surface Methodology, Process and product Optimization Using Designed Experiments*, Wiley, 1995.
- [Osm03] J. Osmie et N. Prljaca, « Study of two step design methodology of near optimal fuzzy logic controller », *IEEE Conference on Decision and Control*, 2003.
- [Ous94] A. Oustaloup, *La robustesse*, Editions Hermes, 1994.
- [Per95] C. Perneel, J. Themlin, J. Renders et M. Acheroy, « Optimization of fuzzy expert systems using genetic algorithms and neural networks », *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 3, pp. 300–312, 1995.
- [Pil97] M. Pillet, *Les Plans d'Expériences : une approche pragmatique et illustrée*, Editions d'Organisation, 1997.
- [Pir99] V. Pires, T. Amaral, J. Silva et M. Crisostomo, « Fuzzy logic control of single phase ac/dc buck-boost converter », *EPE*, 1999.
- [Pra04] L. Praly, « Fonctions de lyapunov et stabilisation de point d'équilibre », 2004.
- [Qin96] Y. Qin et S. Du, « Comparison of fuzzy logic and digital pi control of single phase power factor pre-regulator for an on-line ups », *IECON*, vol. 3, pp. 1796–1801, 1996.
- [Rao96] S. Rao, *Engineering Optimization, Theory and Practice*, Wiley, 1996.
- [Rob00] B. Robyns, F. Berthereau, J.-P. Hautier et H. Buyse, « A fuzzy-logic-based multimodel field orientation in an indirect foc of an induction motor », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, pp. 380–388, 2000.
- [Sad91] G. Sado et M. Sado, « Les plans d'expériences - de l'expérimentation à l'assurance qualité », 1991.
- [Sad04] A. Sadilek, « Validation d'une méthodologie de réglage de commande floue pour des systèmes sous amortis en boucle ouverte », 2004.
- [Sar99] B. Sareni, *Méthodes d'optimisation multimodales associées à la modélisation numérique en électromagnétisme*, Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 1999.
- [Sch95] H. Schwefel, *Evolution and optimum seeking*, John Wiley and Sons, 1995.
- [SV05] M. H. S. Vivier et P. Brochet, « Stratégies d'optimisation basées sur la méthode des plans d'expériences pour la conception de dispositifs électrotechniques », *Revue internationale du génie électrique*, vol. 8, pp. 725–747, 2005.
- [Tag85] G. Taguchi et Y. Wu, *Introduction to off-line quality control*, Central Japan Quality Control Association, 1985.
- [Tak92a] H. Takagi, « Application of neural network and fuzzy logic to consumer products », *Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, vol. 3, pp. 1629–1633, 1992.

-
- [Tak92b] H. Takagi, « Application of neural networks and fuzzy logic to consumer products », *Power Electronics and Motion Control*, vol. 3, pp. 1629–1633, 1992.
- [Tan01] K. Tanaka et H. Wang, *Fuzzy Control Systems Design and Aanalysis*, New York : Wiley, 2001.
- [Ton05] A. Tonerio, « Etude de lois de commandes numériques floues pour redresseur boost à absorption sinusoïdale », 2005.
- [Won98] L. Wong, F. Leung et P. Tam, « Lyapunov-function-based design of fuzzy logic controllers and its application on combining controllers », *IEEE Transaction on Indutrial Electronics*, vol. 45, pp. 502–509, 1998.
- [Xu05] C. Xu et Y. Shin, « Design of a multilevel fuzzy controller for nonlinear systems and stability analysis », *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol. 13, pp. 761–778, 2005.
- [Zad65] L. Zadeh, « Fuzzy sets », *Information and Control*, pp. 338–353, 1965.